

Hugo Miguel Figueiredo Neves de Melo

# Carregador de Baterias Controlável para Aplicações de *Vehicle to Grid*

Dissertação de Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, especialidade em Automação, orientada pelo Professor Doutor Humberto Manuel Matos Jorge e co-orientada pelo Mestre João Pedro Fernandes Trovão e pelo Professor Doutor Paulo José Gameiro Pereirinha e apresentada ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

10 de Setembro de 2012



UNIVERSIDADE DE COIMBRA





**Universidade de Coimbra**

**Faculdade de Ciências e Tecnologia**

**Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

- Especialização em Automação -

# **Carregador de Baterias Controlável para Aplicações de *Vehicle to Grid***

Hugo Miguel Figueiredo Neves de Melo

**Orientador:**

Professor Doutor Humberto Manuel Matos Jorge

**Co-orientador:**

Mestre João Pedro Fernandes Trovão

Professor Doutor Paulo José Gameiro Pereirinha

**Júri:**

**Presidente:** Professor Doutor António José Ribeiro Ferreira

**Vogais:**

Professor Doutor Humberto Manuel Matos Jorge

Professor Doutor Jaime Baptista dos Santos

Coimbra, Setembro de 2012



**Dedicatória:**

Quero dedicar esta dissertação aos meus pais António e Maria de Lurdes, e à minha irmã Joana, por serem ao longo da minha vida o pilar vital da minha formação.









“Wisdom is not a product of schooling but of the lifelong attempt to acquire it.”

*Albert Einstein*



## Agradecimentos

O percurso efectuado na elaboração desta dissertação foi longo e nem sempre linear, pelo que no momento da sua apresentação é de toda justiça afirmar que ele não teria chegado a bom termo se não fossem as sugestões, orientações e os apoios, de diversa ordem, que me foram facultados e que aqui, reconhecidamente enumero.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor Humberto Jorge, o apoio e orientação prestada ao longo deste trabalho e a contribuição na revisão do texto da dissertação.

Ao Mestre João Pedro Trovão e ao Professor Doutor Paulo Pereirinha, não apenas pela orientação do trabalho, estímulo e acompanhamento empenhado manifestados desde a primeira hora, mas também, por terem confiado em mim até ao fim.

Ao Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores de Coimbra e ao Instituto Superior Engenharia de Coimbra por terem disponibilizado algum do equipamento e instalações utilizados para a realização do trabalho experimental.

A todos os colegas que me acompanharam nesta jornada académica, com os quais partilhei momentos inesquecíveis e foi possível aprender.

E por último, mas de forma alguma menos importante, ao meu Pai, António Melo, à minha Mãe, Maria de Lurdes, e à minha irmã, Joana, por serem uma família atenta e interessada no meu sucesso e realização pessoal, que me apoia e ajuda a manter a cabeça erguida ao longo dos altos e baixos da vida.

A todos, o meu sincero obrigado.

*Hugo Melo*



## Resumo

O aumento das preocupações em torno das questões ambientais, do preço do petróleo, e da eficiência energética, tem vindo a encorajar e estimular uma crescente procura e o desenvolvimento de soluções alternativas de transporte. Assim, o Veículo Eléctrico tem ganho especial relevância nos desenvolvimentos para uma mobilidade cada vez mais sustentável. Os recentes desenvolvimentos em torno dos veículos eléctricos apontam para a necessidade destes serem carregados em qualquer local (*Grid to Vehicle*), existindo também muito interesse na sua capacidade de entrega de energia à rede (*Vehicle to Grid*), surgindo assim benefícios económicos para os proprietários destes veículos e comercializadores de energia. O facto da electricidade ter um mercado muito particular e ser um bem indispensável à comodidade da população, gera a necessidade de tecnologias que permitam uma gestão energética cada vez mais inteligente e sustentável. Assim, têm surgido tecnologias como o Sistema Autónomo de Apoio à Decisão para Gestão de Energia, que quando associadas a carregadores de veículos eléctricos detentores de características tal como esta dissertação aborda, permitem potenciar os benefícios associados às trocas energéticas entre o consumidor e a rede.

Assim, o trabalho realizado passou pelo projecto e implementação de um carregador bidireccional e adaptável a vários níveis de potência, que posteriormente será gerido por um sistema autónomo de decisão através da troca de sinais de monitorização e controlo.

No desenvolvimento desta dissertação, foi inicialmente estudada uma topologia de electrónica de potência que satisfizesse o princípio de funcionamento desejado para o carregador em causa, tendo sido necessário dimensionar alguns componentes passivos, bem como projectar controladores para os conversores utilizados. Para comprovar o correcto funcionamento do carregador, procedeu-se à implementação do mesmo em ambiente de simulação, com recurso ao *software* Matlab/Simulink<sup>®</sup>. Por fim procedeu-se à construção do carregador, com recurso a diversos componentes de *hardware* previamente estudados e a uma tecnologia de controlo e monitorização de tempo real da National Instruments<sup>™</sup>. Os resultados reais e de simulação obtidos são bastantes promissores, perspectivando-se uma perfeita interacção entre o carregador proposto e sistemas autónomos de gestão de energia residencial compatíveis.

**Palavras-chave:** Veículo Eléctrico; *Grid to Vehicle*; *Vehicle to Grid*; Carregador bidireccional adaptável; Sistema autónomo de gestão de energia; Electrónica de Potência.



## Abstract

The increased concern with environment, the rising of the oil price and energetic efficiency encourages and stimulates an urgent search for novel transportation means. Therefore, the Electric Vehicle is gaining prominence on the way to sustainable mobility. Recent developments in electric vehicles philosophy and technology not only point out the need for the ability of charging anywhere (Grid to Vehicle), but also the interest on delivering energy back to the grid (Vehicle to Grid), providing economic benefits for vehicle owners and utilities. Since electricity is a good indispensable for people commodity, which has its own trade market, there is a growing need for technologies that make a sustainable and intelligent management of energetic resources. Accordingly to this, technologies, like the Automated Energy Management Decision Support System, have emerged, which when attached to electric vehicles chargers with special features, as this thesis presents, will allow to increase the benefits associated to the energetic exchanges between consumers and utilities.

The developed work consisted in the design and implementation of a bidirectional and power adaptive electric vehicle charger, that is capable of being managed by any autonomous decision support system through the exchange of monitoring and control signals.

In the development of the work leading to this dissertation, it was initially studied a power electronics topology capable of satisfying the desired principle of operation for the mentioned electric vehicle charger, having been required the dimensioning of some passive elements, as well as the design of controllers for the used power converters. In order to verify its proper operation, it was implemented in Matlab/Simulink<sup>®</sup> environment the designed charger. At last, it was built the designed charger using previously studied hardware components and a real time digital signal processor from National Instruments<sup>™</sup>. The simulation and experimental obtained results are quite promising, foreseeing a perfect interaction between the proposed charger and any compatible autonomous decision support for the domestic energy management.

**Keywords:** Electric Vehicle; Grid to Vehicle; Vehicle to Grid; Bidirectional and power adaptive charger; Autonomous decision support system; Power Electronics





# Índice

Lista de Figuras .....	vii
Lista de Tabelas.....	ix
Lista de Siglas e Acrónimos.....	xi
Simbologia .....	xiii
1. Introdução.....	1
1.1. O Veículo Eléctrico e os seus Impactos .....	1
1.2. Sistema Doméstico para Gestão Autónoma de Energia .....	3
1.3. Objectivos.....	5
1.4. Organização da Dissertação.....	6
2. Estado da Arte .....	9
2.1. Veículos Eléctricos .....	9
2.2. Fontes de Energia para VE .....	11
2.3. Carregadores para VEs .....	12
2.3.1. Topologia Genérica de Carregador para VE .....	13
2.3.2. Topologias de Carregadores com Capacidade V2G .....	14
2.4. Benefícios e Desvantagens nas Trocas Energéticas .....	16
3. Topologia Estudada e Respectivos Controladores .....	19
3.1. Topologia do Carregador Estudado.....	19
3.1.1. Selecção dos Interruptores de Potência.....	19
3.1.2. Circuito <i>Chopper</i> (Classe C).....	20
3.1.3. Circuito Conversor Reversível AC/DC.....	23
3.1.4. Escolha e Dimensionamento de Filtros.....	24
3.1.5. Modelo da Bateria a Utilizar .....	25
3.1.6. Técnicas de Modulação PWM para Controlo de Interruptores.....	26
3.1.6.1. Modo Bipolar .....	26
3.1.6.2. Modo Unipolar.....	27
3.2. Projecto de Controladores .....	28
3.2.1. Controlador do <i>Chopper</i> .....	29
3.2.2. Controlador do Conversor Reversível (Modo Rectificador).....	35
3.2.3. Controlador do Conversor Reversível (Modo Inversor) .....	36
3.3. Resultados de Simulação .....	38
3.3.1. Perfil de Funcionamento da Topologia Proposta .....	38

3.3.2. Análise aos Modos de Funcionamento do Carregador.....	40
4. Validação Experimental .....	47
4.1. IGBT e Respectivo Controlador .....	47
4.2. Implementação de Sensores.....	47
4.3. Construção da <i>Stack</i> de IGBT .....	48
4.4. Processador Digital de Sinal.....	49
4.5. Resultados Experimentais.....	50
4.5.1. Perfil de Funcionamento <i>Chopper</i> .....	51
4.5.1. Perfil de Funcionamento do Rectificador.....	53
4.5.2. Perfil de Funcionamento do Inversor .....	54
5. Conclusões e Trabalhos Futuros .....	57
6. Referências Bibliográficas .....	59
Anexos.....	65

## Lista de Figuras

Figura 1: a) Repartição do consumo de energia por sector – Portugal, 2009. b) Distribuição das emissões totais de CO <sub>2</sub> apenas no sector doméstico – Portugal, 2010. Adaptado de [1] .....	1
Figura 2: Estimativa global de venda anual de veículos de passageiros por tecnologia [3]. .....	2
Figura 3: Diagrama de alto nível representativo da troca de sinais entre consumidor e comercializador [5]. .....	5
Figura 4: a) Primeiro VE de Thomas Parker (1884). b) Um dos melhores VE à época, “Detroit Electric” (1914-1916) [7]. .....	9
Figura 5: a) General Motors EV1; b) Toyota RAV4-EV; c) Tesla Roadster; d) Rimac Concept_One. ....	9
Figura 6: a) Toyota Prius; b) Chevrolet Volt; c) Exagon Furtive eGT; d) Fisker Karma. ....	9
Figura 7: a) Comparação das FE classificadas como HSP. b) Comparação das FE classificadas como HSE [11]. .....	11
Figura 8: Diagrama de blocos genérico de um carregador de VE. Adaptado [16]. .....	13
Figura 9: Topologia de carregador para VE proposto em Luis De Sousa., <i>et al.</i> em 2010 [17]. .....	14
Figura 10: Topologia de carregador para VE proposto por Jaganathan, S., <i>et al.</i> em 2009 [18]. .....	15
Figura 11: Topologia de carregador para VE proposto por Weise, N.D., <i>et al.</i> em 2010 [19]. .....	15
Figura 12: Topologia do carregador para VE proposto. ....	19
Figura 13: a) Análise sumária de vários tipos de interruptores de potência [30]. b) Circuito equivalente simplificado e alguma simbologia típica referente a IGBT de canal N [31]. .....	19
Figura 14: Referencial ilustrativo das zonas de funcionamento do <i>chopper</i> de Classe C. ....	20
Figura 15: Curvas características de descarga do modelo simulado do <i>pack</i> de baterias. ....	26
Figura 16: Representação do circuito de modulação SPWM bipolar e respectivas formas de onda. ....	27
Figura 17: Representação do circuito de modulação SPWM unipolar e respectivas formas de onda. ....	28
Figura 18: Análise eléctrica efectuada no projecto do controlador do <i>chopper</i> . ....	29
Figura 19: Diagrama de blocos representativo da análise em malha fechada do controlo de corrente. ....	31
Figura 20: Esquemático exemplificativo da metodologia de <i>anti-windup</i> utilizada. ....	32
Figura 21: a) Controlador de tensão para o modo V2G (permite controlo da tensão do <i>DCbus</i> ). b) Controlador de tensão para o modo G2V (permite controlo da tensão nas baterias). ....	34
Figura 22: Cascata dos controladores de tensão e corrente para o modo V2G (a)) e G2V (b)). ....	35
Figura 23: Controlador do conversor reversível (Modo Rectificador – G2V). ....	36
Figura 24: Diagrama de alto nível de uma PLL genérica. ....	37
Figura 25: Controlador do conversor reversível (Modo Inversor – V2G). ....	37
Figura 26: Modelo de simulação completo da topologia abordada para o carregador de VE. ....	37
Figura 27: Resultados de simulação para cenário de tarifa variável com possível decisão do SAADGE. ....	39
Figura 28: a) b) Demonstam alguns comportamentos transitórios abordados na Figura 22 entre diferentes <i>set-points</i> de potência, no caso G2V e V2G, respectivamente. c) e d) Demonstam respectivamente com mais detalhe os transitórios referentes às situações a) e b), relativas ao comportamento do <i>chopper</i> . ....	40
Figura 29: Níveis de potência e formas de onda de tensão e corrente no lado AC, no <i>DCBUS</i> e nas baterias, para o modo G2V com SoC inicial de 20%. ....	41

Figura 30: Análise de distorção harmónica para o valor mínimo (a) e máximo (b) considerado para a corrente AC, associada aos respectivos níveis de potência no modo G2V. ....	42
Figura 31: Análise de distorção harmónica para a tensão AC, no modo G2V. ....	42
Figura 32: Níveis de potência e formas de ondas de tensão e corrente no lado AC, no <i>DCBUS</i> e nas baterias, para o modo V2G, com SoC inicial de 50%. ....	43
Figura 33: Análise de distorção harmónica para o valor mínimo (a) e máximo (b) considerado para a corrente AC, associada aos respectivos níveis de potência no modo V2G. ....	43
Figura 34: Análise de distorção harmónica da tensão do lado AC associada respectivamente aos níveis de potência e consequentemente de corrente mínimo (a) e máximo (b), no modo V2G. ....	44
Figura 35: Análise de distorção harmónica da tensão do lado AC (antes do filtro indutivo), associada respectivamente aos níveis de potência e consequentemente de corrente, mínimo (a) e máximo (b), no modo V2G. ....	44
Figura 36: a) Imagem representativa do módulo de IGBTs utilizado. b) Respectivo esquema interno do módulo de IGBT. ....	47
Figura 37: a) <i>Layout</i> do PCB para condicionamento do sensor de tensão e respectiva imagem real do mesmo assembled. b) <i>Layout</i> do PCB para condicionamento do sensor de corrente e respectiva imagem real do mesmo assembled. ....	48
Figura 38: a) Imagem da <i>stack</i> de IGBT construída. b) Respectivo esquema de ligações implementadas. ....	49
Figura 39: Arquitectura do sistema embebido reconfigurável e respectiva correspondência de hardware. Adaptado de [55]. ....	49
Figura 40: Imagem representativa do <i>setup</i> experimental utilizado e respectivos componentes ....	50
Figura 41: Níveis de tensão e corrente obtidos nos dois lados do <i>chopper</i> . ....	51
Figura 42: Níveis de potência testados experimentalmente e respectiva evolução do SoC das baterias. ....	51
Figura 43: Evolução da corrente injectada nas baterias até o seu SoC ser 100%. ....	52
Figura 44: Evolução do perfil de potência de carga das baterias quando a evolução do SoC destas se aproxima dos 100%. ....	52
Figura 45: Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC (a) e no <i>DCbus</i> (b) para o rectificador com carga de 200 W. ....	53
Figura 46: a) Análise de THD providenciada pelo <i>software</i> WaveStar referente às curvas AC de tensão e corrente obtidas em carga no inversor. b) Harmónicos de tensão. c) Harmónicos de corrente. ....	54
Figura 47: a) e b) Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC e no <i>DCbus</i> para o inversor sem carga. ....	55
Figura 48: a) b) Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC e no <i>DCbus</i> para o inversor com carga em torno dos 240 W. ....	55
Figura 49: a) Análise de THD providenciada pelo <i>software</i> WaveStar referente às curvas AC de tensão e corrente obtidas em carga no inversor. b) Harmónicos de tensão. c) Harmónicos de corrente. ....	56

## Lista de Tabelas

Tabela 1: Potências de carga para carregadores <i>on-board</i> . Adaptado de [15]. .....	13
Tabela 2: Lista de características desejáveis para carregadores para VE com vista a aplicações V2G.....	14
Tabela 3: Modo de funcionamento <i>buck</i> e respectivas equações características.....	21
Tabela 4: Modo de funcionamento <i>boost</i> e respectivas equações características.....	22
Tabela 5: Circuito Rectificador (a) e Inversor (b) e respectivas equações características. ....	24
Tabela 6: Regras de modulação associadas à técnica de SPWM bipolar.....	27
Tabela 7: Regras de modulação associadas à técnica de SPWM unipolar.....	28
Tabela 8: Especificações Globais do Sistema Simulado.....	38



## Lista de Siglas e Acrónimos

<i>Sigla</i>	<i>Significado</i>
AC	<i>Alternate Current</i> (Corrente Alternada)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
MCI	Motor de Combustão Interna
VE	Veículo(s) Eléctrico(s)
FE	Fonte(s) de Energia
SAADGE	Sistema Autónomo de Apoio à Decisão para Gestão de Energia (EMDSS em inglês)
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i> (Conceito de carregar o VE a partir da rede de energia eléctrica)
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i> (Conceito de injectar energia do VE na rede de energia eléctrica)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinal)
VEB	Veículo(s) Eléctrico(s) de Bateria(s)
VEFC	Veículo(s) Eléctrico(s) de Fuel Cell(s)
VEH	Veículo(s) Eléctrico(s) Híbrido(s)
PHEV	<i>Plug-In Hybrid Electric Vehicle</i> (VEH com capacidade de carregar a partir da rede eléctrica)
ZEV	<i>Zero Emissions Vehicle(s)</i> (Veículo(s) de Emissões Nulas)
SC	Super-Condensadore(s)
Li-ion	Bateria(s) de Iões de Lítio
Pb	Bateria(s) de Ácido de Chumbo
Ni-Cd	Bateria(s) de Níquel-Cádmio
Ni-MH	Bateria(s) de Hidretos Metálicos de Níquel
PV	Painéi(s) Fotovoltaico(s)
HSE	<i>High Specific Energy</i> (Energia Especifica Elevada)
HSP	<i>High Specific Power</i> (Potência Especifica Elevada)
BT	Baixa Tensão (tensão entre fases cujo valor eficaz é igual ou inferior a 1 kV)
QE	Qualidade de Energia
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmónica Total)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistors</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal)
PID	Proporcional Integrativo Derivativo
SoC	<i>State-of-Charge</i> (Estado de Carga)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)





## Simbologia

<i>Símbolo</i>	<i>Nome/Significado</i>	<i>Unidade</i>	<i>Abreviatura</i>
$P$	Potência Eléctrica Activa	Watt	W
$L_i$	Indutância	Henry	H
$T_i$	Período de Comutação	(variável)	(variável)
$D$	<i>Duty-Cycle</i>	Adimensional	--
$V_i$	Tensão (Valor eficaz)	Volt	V
$C_i$	Capacidade	Farad	F
$\omega$	Frequência angular	Radiano/Segundo	Rad/s
$mi$	Taxa de Modulação	Adimensional	--
$t$	Tempo	Segundos	s
$f_i$	Frequência	Hertz	Hz
$\omega$	Frequência angular	Radiano/Segundo	Rad/s
$I_i$	Corrente (Valor eficaz)	Ampere	A
$R$	Resistência óhmica	Ohm	$\Omega$
$Z$	Impedância	Ohm	$\Omega$
$\xi$	Coefficiente de Amortecimento	Adimensional	--
$Wn$	Frequência Natural do Sistema	Radiano/Segundo	Rad/s
$\tau$	Constante de Tempo	(variável)	(variável)
$p$	Polo do Sistema	Adimensional	--
$K_P$	Ganho Proporcional	Adimensional	--
$K_I$	Ganho Integrativo	Adimensional	--
$K_D$	Ganho derivativo	Adimensional	--

### *Subscritos*

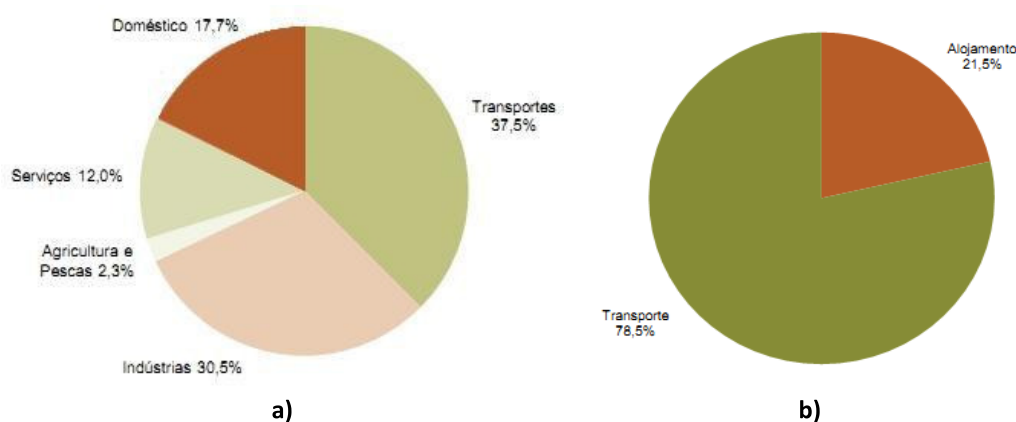
<b>Indutância (<math>L_i</math>)</b>	<b>Tempo de Comutação (<math>T_i</math>)</b>
$AC$ – Lado AC	$on$ – tempo de condução
$chopper$ – Referido ao chopper	$off$ – tempo ao corte
<b>Capacidade (<math>C_i</math>)</b>	<b>Taxa de modulação (<math>mi</math>)</b>
$bus$ – Referente ao DCbus	$a$ – Taxa de modulação de amplitude
	$f$ – Taxa de modulação de frequência
<b>Frequência (<math>f_i</math>)</b>	<b>Corrente (<math>I_i</math>)</b>
$c$ – Frequência da onda de controlo	$c$ – Corrente do condensador do DCbus
$s$ – Frequência da onda de comutação	$L$ – Corrente na indutância do <i>chopper</i>
<b>Tensão (<math>V_i</math>)</b>	
$BAT$ – Tensão nas baterias	$Cbus$ – Tensão no condensador do DCbus
$ac$ – Tensão de entrada do conversor reversível AC/DC	$dc$ – Tensão de saída do conversor reversível AC/DC
$Controlo-1$ – Tensão do sinal de controlo 1	$Controlo-2$ – Tensão do sinal de controlo 2
$Tri$ – Tensão do sinal triangular ( <i>carrier</i> )	$L$ – Tensão aos terminais da indutância do <i>chopper</i>



# 1. Introdução

## 1.1. O Veículo Eléctrico e os seus Impactos

A promoção da eficiência no consumo de energia eléctrica, bem como a concepção e a avaliação de medidas que a potencie, constitui uma linha de acção fundamental na procura de um desenvolvimento sustentável, energeticamente racional e que não comprometa irreversivelmente o futuro da humanidade e do planeta. O transporte de pessoas e bens representa uma área com grande potencial de intervenção, tal como se pode constatar através da Figura 1 a), e tendo em conta as elevadas perspectivas de uma melhor gestão de energia que resultará da utilização de veículos e infra-estruturas associadas energeticamente mais eficientes, bem como de uma nova consciencialização por parte de todos os consumidores de energia eléctrica. Assim, é importante realçar que face à elevada utilização de transportes rodoviários, tanto a nível individual como de mercadorias, surge uma enorme pressão e impacto no ambiente, nos ecossistemas, nos recursos naturais, e na saúde humana, sendo a poluição atmosférica (como mostra a Figura 1 b) relativamente a padrões de consumo no sector doméstico) o principal impacto negativo causado pelos veículos tradicionais, i.e. com motor de combustão interna (MCI) [1].



**Figura 1: a) Repartição do consumo de energia por sector – Portugal, 2009. b) Distribuição das emissões totais de CO<sub>2</sub> apenas no sector doméstico – Portugal, 2010. Adaptado de [1]**

O actual panorama de instabilidade política e económica dos principais produtores mundiais de recursos energéticos com base em combustíveis fósseis (carvão, gás natural e petróleo), potenciado especialmente pela escassez dos que são utilizados para a mobilidade terrestre, é determinante para a oscilação dos seus preços. Assim, face à grande dependência destes recursos energéticos por parte de todos nós, este cenário alastra de forma global contribuindo em grande parte para a crise financeira que se vive actualmente. Desta forma, a forte dependência da economia global face a estes recursos naturais leva a que energia

eléctrica desempenhe um papel cada vez mais relevante, sobretudo a que é produzida com base em recursos renováveis, acarretando não só grandes benefícios socioeconómicos mas também ambientais.

É estimado que os recursos petrolíferos actuais possam ser utilizados até cerca de 50 anos se forem consumidos à taxa actual. Informação proveniente da administração energética norte-americana afirma que os Estados Unidos consumiram 18,7 milhões de barris de petróleo por dia no primeiro semestre de 2009, tendo sido a maioria utilizada na produção de combustíveis com fim à locomoção de veículos terrestres [2]. Face a estes consumos e respectivas consequências, tem vindo a aumentar nos últimos anos o esforço científico e a atenção da indústria automóvel na busca por soluções alternativas de mobilidade terrestre, surgindo conseqüentemente vários desafios científicos e oportunidades comerciais em torno dos veículos eléctricos (VE). Assim, vendedores de electricidade e outras partes interessadas têm vindo a investir no desenvolvimento de VE e tecnologias associadas (como sistemas de controlo e fontes de energia (FE)), onde também surge o apoio de vários governos na implementação de infra-estruturas de carga, estimulando a adopção de VE, como é o caso do governo português através do programa Mobi.E., perspectivando-se assim uma adesão global significativa relativamente às várias tecnologias de VE no futuro tal como mostra a Figura 2 [3].

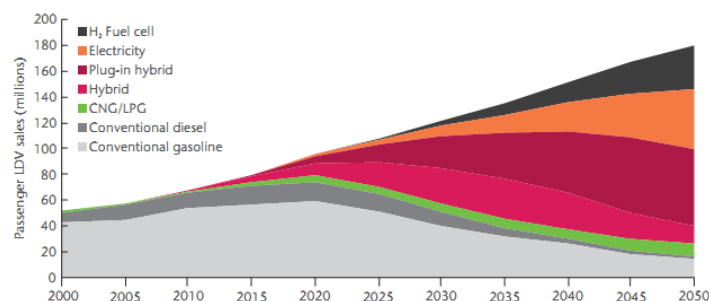


Figura 2: Estimativa global de venda anual de veículos de passageiros por tecnologia [3].

O uso de todos os recursos energéticos mencionados previamente, teve naturalmente grandes impactos na evolução do nosso Mundo, tanto para o melhor como para o pior, a nível social, tecnológico e económico. Agora o desafio do Homem é continuar a evoluir cada vez mais e melhor, tentando de alguma forma colmatar os “erros” feitos no passado. Todos estes problemas devem despertar a nossa atenção e fazer com que se procurem soluções energéticas alternativas, particularmente em aplicações de transporte minimizando o recurso aos combustíveis fósseis, no sentido de se poder contornar a escalada do preço do petróleo e reduzir drasticamente os malefícios ambientais.

## 1.2. Sistema Doméstico para Gestão Autónoma de Energia

A actual tendência de transformação das redes eléctricas de acordo com o conceito de *Smart Grid*, abre espaço à implementação de tecnologias de sistemas de energia guiados pela procura, onde o preço da energia tem um papel preponderante numa utilização mais eficiente das infra-estruturas de energia eléctrica. As estratégias em que estas tecnologias assentam, já deram provas de serem eficientes na aplicação de padrões alternativos face ao uso da electricidade, e criam benefícios não só aos consumidores finais (reduzindo a factura de electricidade sem prejuízo das rotinas diárias, mantendo-se o nível do conforto), mas também para os comercializadores de energia (pela gestão dos picos, redução da curva de potência necessária e igual correspondência entre fornecimento e procura), havendo benefícios pela anulação ou atraso da construção de novas unidades de geração e infra-estruturas de comunicação. É expectável que no futuro próximo, os sistemas de gestão de energia eléctrica sejam sensíveis ao seu preço, sendo este o principal mecanismo no controlo do consumo da energia eléctrica nas *Smart Grids*. No entanto, é legítimo pensar que com o aumento da complexidade das *Smart Grids* e o dinamismo do preço da electricidade associado à descentralização de produção e armazenamento de energia, os pequenos consumidores possam ser afectados por encargos significativos. Podem existir ainda outras barreiras a superar, como o possível elevado custo da tecnologia, complexidade do processo de tomada de decisões e aprendizagem das preferências dos utilizadores face a vários padrões de utilização e, por fim, a adaptação dos utilizadores à forma como passam a controlar a despesa de electricidade.

Neste contexto, existe um projecto global denominado por “*Energy Box*”, que tem vindo a estudar e a apresentar uma tecnologia que se designa por Sistema Autónomo de Apoio à Decisão para Gestão de Energia (SAADGE), (ou EMDSS, em inglês), que visa coordenar e otimizar de forma autónoma o uso da electricidade tanto num cenário de consumo como num de venda à rede por parte do consumidor [4]. Tendo em conta as suas principais características passará a ser possível capturar o perfil do utilizador individualmente para que posteriormente possa haver previsibilidade na tomada de decisões de gestão de energia, surgindo assim um processo que pode automaticamente alterar as configurações do SAADGE sem a necessidade de intervenção humana, podendo coordenar operações como mudança e redução de carga (e.g. deslastre de carga) e redefinição dos parâmetros de controlo de carga (alteração de *set-points*), que irão permitir alterar os padrões do consumo da electricidade. Durante este processo o SAADGE pode tirar partido da flexibilidade que os

consumidores geralmente têm no seu padrão de utilização de electricidade, para produzir uma melhor calendarização da procura de acções de resposta e atingir um controlo global optimizado. No que respeita à rede de comunicação, o SAADGE vai receber informação de preço e ordens de controlo de carga dos comercializadores, sendo enviada uma resposta por parte do SAADGE de acordo com a estrutura de troca de sinais que se apresenta na Figura 3, sendo bem definida a informação acerca do local de geração e da necessidade de consumo [5]. Assim, face à necessidade de processar largas quantidades de informação o SAADGE deve ser suportado por tecnologias de comunicação e informação modernas que permitam comunicação bidireccional e informação sensorial, o que se tornará possível com a difusão das tecnologias de comunicação nas *Smart Grids* [4] [6]. Do ponto de vista dos utilizadores, este SAADGE facilita a sua gestão energética diária minimizando os custos enquanto satisfaz as suas necessidades por completo, tendo capacidade de se adaptar a diferentes políticas de consumo de energia de diferentes utilizadores. Tanto este sistema em particular, como outros semelhantes, têm no entanto outros desafios futuros subjacentes, como o que esta dissertação aborda, i.e. sistemas de interface (carregadores) entre a rede e uma carga em especial que é o VE. No trabalho proposto, pode existir redefinição de parâmetros de carga e descarga do VE (i.e. ajuste a vários níveis de potência dentro de uma gama bem definida) e bidireccionalidade no fluxo da energia, de modo a dinamizar o interface *Vehicle-to-Grid* (V2G) e *Grid-to-Vehicle* (G2V), sendo sistemas como o SAADGE responsáveis por controlar estes dois cenários de funcionamento segundo a decisão escolhida, nos quais o utilizador deverá ter sempre um papel activo/soberano. É assim possível expandir as potencialidades dos VE de forma a beneficiar comercializadores de energia e consumidores finais a vários níveis, como será possível verificar posteriormente neste trabalho.

Resumidamente, com este tipo de tecnologias, a tomada de decisões acerca do armazenamento ou venda à rede da electricidade é efectuada com base nas preferências do utilizador e em variáveis bastante dinâmicas como o preço da electricidade, necessidades de consumo, disponibilidade da energia proveniente de fontes renováveis descentralizadas e condições atmosféricas. Fica assim constituído um desafio bastante interessante que irá requerer, de algum modo, um suporte autónomo com base em ferramentas de apoio à decisão e algoritmos adequados, onde os VE desempenham um papel preponderante e benéfico para utilizadores e comercializadores de energia, sobretudo sob o ponto de vista de unidades armazenadoras de energia [4]. Assim, tecnologias como o SAADGE são cruciais para ir ao encontro das várias oportunidades e desafios oferecidos através da evolução das *Smart Grid*,

onde será necessária investigação futura bem como projectos-piloto para projectar um sistema de gestão de energia autónomo desta natureza.

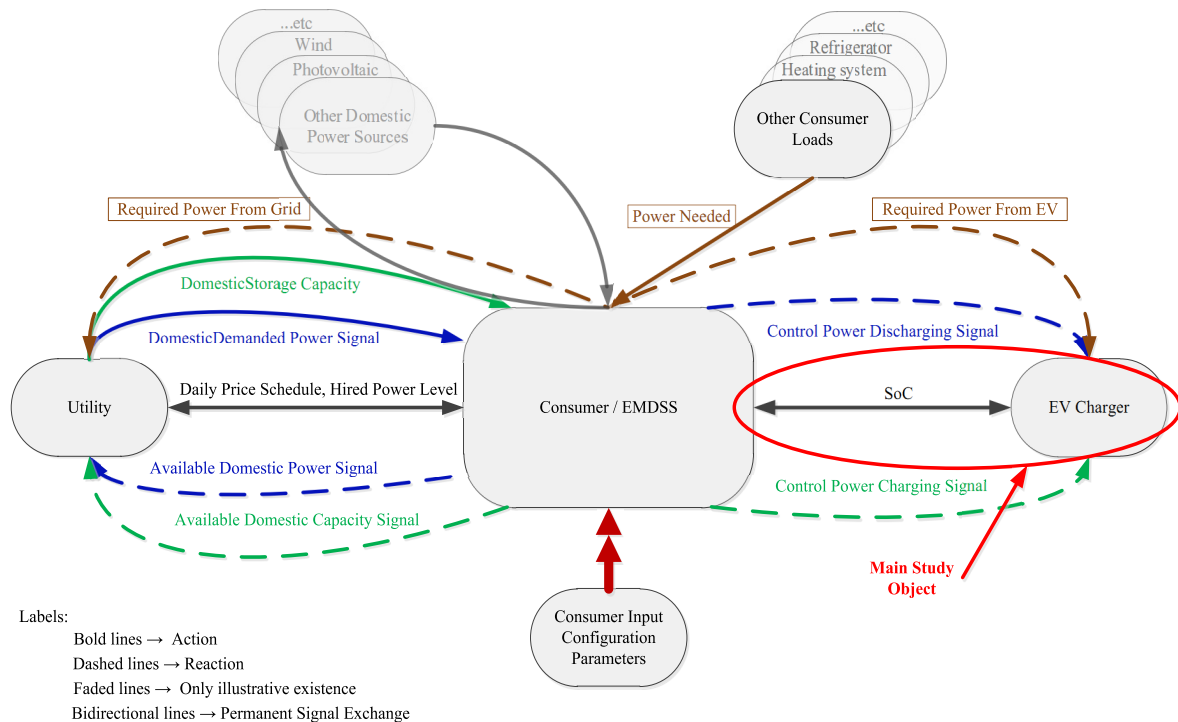


Figura 3: Diagrama de alto nível representativo da troca de sinais entre consumidor e comercializador [5].

### 1.3. Objectivos

De acordo com o panorama descrito nas duas secções antecedentes podemos concluir que é de extrema necessidade a evolução e o amadurecimento de tecnologias que permitam uma redução significativa de utilização de combustíveis fósseis, abrindo-se assim mais espaço para a utilização da energia eléctrica, sendo que esta deverá ser bem gerida e utilizada de forma sustentável de modo minimizar os impactos negativos que resultam em alguns casos da sua produção. Neste sentido, a adopção massiva de diferentes tecnologias de VE é um cenário bastante provável, sendo de prever melhoramentos de forma a potenciar cada vez mais as capacidades destes veículos, nomeadamente, face à sua autonomia, capacidade de armazenamento de energia e interacção com sistemas de carga. Assim, a sua aceitação será cada vez maior na sociedade e, conseqüentemente, aumentará a sua flexibilidade e uniformidade de interacção.

Este trabalho de mestrado visa o estudo e implementação de um carregador bidireccional e adaptativo para vários níveis de potência para VE, com capacidade dinâmica de interpretação da informação de potência disponível guiada pela procura proveniente de um qualquer sistema doméstico de gestão autónoma de energia, de modo a que os VE possam

efectuar carga e descarga controlada, ou seja, ajustando-se para situações de G2V ou V2G, respectivamente. Para este trabalho foi necessário definir uma topologia assente na conjugação de interruptores de electrónica de potência, respectivas técnicas de comutação, dimensionamento de filtros e projecto de controladores de modo a manter os níveis de energia dentro dos padrões espectáveis, garantindo requisitos de qualidade mínimos na energia transferida. De modo a complementar e aprofundar a análise teórica, foi construído um modelo de simulação com o intuito de obter uma aproximação à implementação real, para verificar os dimensionamentos e escolhas efectuadas. Por fim, a construção do *setup* experimental, para posterior validação do que foi previamente estudado e simulado com recurso a um processador digital de sinal (PDS) onde há implementação física das teorias de controlo, técnicas de comutação e possíveis protecções do sistema.

Com este trabalho pretendeu-se fazer o projecto e implementação de um carregador de baterias para VE, que, contrariamente aos tipicamente comercializados, permitam a adaptabilidade da carga em vez de minimizar o tempo da mesma, mantendo perfis de funcionamento adaptados à potência disponível e aos regimes limite de operação das baterias, tendo o projecto de ser elaborado na perspectiva de não degradar a qualidade de energia (QE).

## 1.4. Organização da Dissertação

Esta dissertação está dividida essencialmente em cinco capítulos.

No capítulo 1 é feita a introdução da dissertação, sendo mencionadas as razões que actualmente levam à procura de soluções de mobilidade alternativas, nomeadamente VE e quais os seus impactos. É também mencionado um projecto designado por *Energy Box*, que tem como objectivo global o estudo de um sistema de gestão de energia autónomo para aplicação doméstica, sendo por fim efectuada referência aos objectivos deste trabalho.

O capítulo 2 faz uma análise sucinta à evolução dos VE e às características das suas fontes de energia. É também referido o estado da arte dos carregadores de VE, sendo mencionadas as características desejáveis para a aplicação em causa, bem como as abordagens tradicionais até as mais recentes. A findar este capítulo é ainda feita referência aos benefícios e desvantagens face a várias situações já perspectivadas para trocas energéticas entre comercializadores de energia e consumidores detentores de VE.

O capítulo 3 é um dos mais relevantes nesta dissertação, pois é feita referência a todo o estudo da topologia de electrónica de potência, princípios de funcionamento da mesma e respectivas equações características, bem como, dimensionamento de componentes electrónicos. É ainda explicado como foi efectuado o projecto dos controladores para os



conversores utilizados, sendo por fim apresentados os modelos de simulação utilizados bem como os respectivos resultados obtidos.

No capítulo 4 é descrito o procedimento de escolha dos componentes de *hardware* necessários e respectiva construção do *setup* experimental do carregador proposto, sendo ainda feita uma breve referência à arquitectura e princípio de funcionamento do processador de tempo real utilizado nesta dissertação. Por fim, neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos e alguns comentários acerca dos mesmos.

Por último, o capítulo 5 consiste na descrição das conclusões obtidas com o trabalho realizado, sendo também feita referência aos trabalhos futuros que visam melhorar e otimizar o trabalho desenvolvido.



## 2. Estado da Arte

### 2.1. Veículos Eléctricos

Ao fazer a retrospectiva do panorama global dos meios de transporte é possível verificar que a descoberta da bateria em 1800 e do motor eléctrico em 1830 são anteriores à descoberta do MCI em 1885, tendo de facto levado a que os primeiros automóveis fossem eléctricos (Figura 4 a) e b)). No entanto, com aparecimento no mercado de modelos a gasolina em 1915, factores como a baixa densidade energética das baterias, a falta de electricidade em zonas rurais, a construção de estradas fora dessas áreas e as melhorias introduzidas pelo MCI, nomeadamente na autonomia do veículo levaram ao abandono do VE [7].



Figura 4: a) Primeiro VE de Thomas Parker (1884). b) Um dos melhores VE à época, “Detroit Electric” (1914-1916) [7].

Uma vez que veículos equipados com MCI existem há várias dezenas de anos, e são cada vez mais sentidos os efeitos da sua utilização massiva, a procura de soluções alternativas de mobilidade associada a uma crescente consciencialização neste sentido, tem vindo a surtir efeito. Pois, desde a década de 90 até à actualidade, tem vindo a existir uma evolução significativa no projecto e comercialização de diversos VE e veículos eléctricos híbridos (VEH), como se pode ver na Figura 5 a) b) c) d) e Figura 6 a) b) c) d), respectivamente.



Figura 5: a) General Motors EV1; b) Toyota RAV4-EV; c) Tesla Roadster; d) Rimac Concept\_One.



Figura 6: a) Toyota Prius; b) Chevrolet Volt; c) Exagon Furtive eGT; d) Fisker Karma.

Tendo como definição genérica que os VE são veículos rodoviários que possuem propulsão eléctrica, podemos subdividi-los em várias categorias de acordo com as tecnologias de armazenamento de energia e respectivas motorizações, tal como mostra o Anexo 1. Assim estes podem ser classificados como veículos eléctricos de baterias (VEB) que são VE 100% eléctricos, VE com *Fuel Cell* (VEFC) e veículos eléctricos híbridos (VEH), que por sua vez se podem subdividir em mais categorias (e.g. *Micro Hybrid*, *Mild Hybrid*, *Full Hybrid*, *Extended Range Hybrid*). Apenas o VEH pode ser designado por veículo eléctrico híbrido com capacidade de *plug-in* (PVEH), que refere à capacidade de conexão à rede, tendo portanto mais um método de carga para as suas FE eléctricas [8] [9]. Por fim, os VE são normalmente designados como veículos de emissões nulas (*zero emissions vehicle* – ZEV), o que é verdade a nível local, embora, do ponto de vista global, isto só seja verdade quando utiliza energia única e exclusivamente proveniente de fontes de energia renovável [9]. Face a estas definições, os VEB são capazes de corresponder à maior parte das necessidades dos utilizadores comuns, nomeadamente para viagens de curtas distâncias e circuitos citadinos. Já os VEH caracterizam-se por poder combinar o convencional MCI com uma ou mais FE recarregável, sendo este um veículo tipicamente com mais autonomia.

Estas tecnologias de veículos quando comparadas com os veículos convencionais apresentam muitas vantagens, como maior eficiência dos motores, um impacto menos nocivo no ambiente e o custo de energia consumida por km é menor. Se considerarmos o cenário de *plug-in* podemos aumentar significativamente o tempo de operação em modo eléctrico do VEH; sendo minimizada a maior desvantagem do mesmo. No entanto o seu valor de mercado ainda é elevado devido ao custo associado às FE que têm um tempo de carga considerável [10].

Nos vários tipos de VE existem bastantes componentes eléctricos a considerar, tais como motores eléctricos, conversores de electrónica de potência, FE (baterias, supercondensadores, etc.), sensores e microcontroladores, que em alguns casos podem estar associados a MCI, sistemas hidráulicos e mecânicos. Actualmente, o desafio passa por melhorar características individuais destes componentes, bem como melhorar o seu desempenho conjunto, sendo necessário para tal melhorar técnicas de gestão de energia, modelos reais e simulados, e otimizar os métodos de controlo [9] [10]. Assim, o VE é um assunto multidisciplinar que cobre vários aspectos complexos, tendo no entanto tecnologias fundamentais que devem continuar a ser desenvolvidas e optimizadas de modo a tornarem-se mais maduras, à semelhança dos esforços que têm sido feitos até aos dias de hoje no sentido de aumentar a autonomia e reduzir o custo destes veículos.

## 2.2. Fontes de Energia para VE

Actualmente existem várias FE que se devem classificar essencialmente pela energia e potência específica que lhes é característica. Tendo em vista a aplicação a VE, e dadas as características e princípio de funcionamento dos mesmos, as FE plausíveis de serem aplicadas nestes veículos são, supercondensadores (SC), baterias de iões de Lítio (Li-ion) e pilhas de Combustível (*Fuel Cells* - FC). FE como volantes de inércia (*Flywheels*), baterias (chumbo (Pb), níquel cádmio (Ni-Cd), hidretos metálicos de níquel (Ni-MH)) e painéis fotovoltaicos (PV), foram outrora consideradas benéficas para aplicações em VE, mas os estudos mais recentes apontam, respectivamente, em sentido contrário devido à falta de segurança, fraca relação preço-capacidade energética, prejuízo ambiental e baixa eficiência [10] [11].

A análise comparativa de FE apresentada na Figura 7 a) e b) assenta em dados recolhidos de documentação técnica e trabalhos de referência.

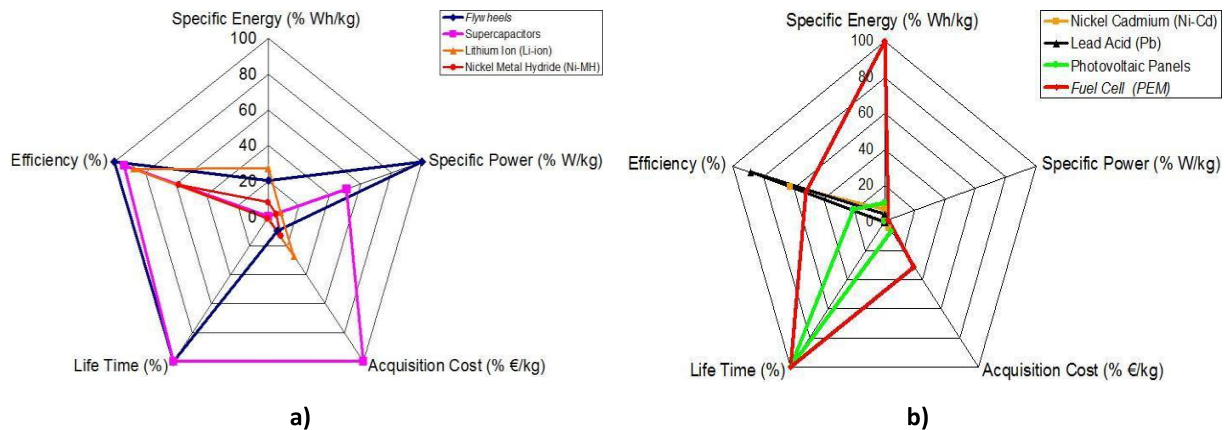


Figura 7: a) Comparação das FE classificadas como HSP. b) Comparação das FE classificadas como HSE [11].

Esta comparação foi elaborada organizando as FE em *High Specific Power* (HSP) e *High Specific Energy* (HSE) respectivamente em cada gráfico, sendo os valores posteriormente convertidos para um sistema de unidades (pu). Entre as tecnologias de baterias, apenas as de Li-ion e Ni-MH foram classificadas como *HSP* por serem as que oferecem melhor compromisso nos parâmetros analisados, sobretudo na potência específica. É ainda importante referir que aparentemente existem FE que não têm valor associado a alguns parâmetros, isto porque nesses casos, o valor de comparação (que é o maior para cada parâmetro de cada FE) é bastante superior [11].

O resultado desta comparação vem reforçar o que foi concluído em trabalhos semelhantes, ou seja, que actualmente não existe uma só FE capaz de satisfazer todas as necessidades energéticas dos VE quando comparados com veículos de MCI. Com base na informação apresentada, a melhor solução para o problema de autonomia dos VE poderá

passar pela combinação das diferentes FE, mas face ao facto de esta ser uma solução mais complexa e dispendiosa, para fins de tracção eléctrica podemos utilizar baterias de Li-ion, uma vez que é a tecnologia que oferece o melhor compromisso entre todos os parâmetros analisados.

### 2.3. Carregadores para VEs

Uma vez que os VE e conseqüentemente os seus carregadores estão a tornar-se a cada dia que passa parte integrante da rede eléctrica e, face ao facto de estes conferirem aos VE a capacidade cada vez mais optimizada de estabelecer a interacção entre o consumidor e a rede eléctrica, os carregadores destes veículos e os sistemas de gestão inteligente de carga são factores chave para permitir que os VE sejam competitivos face aos veículos de MCI. Para tal os carregadores devem ser sempre projectados no sentido de optimizar a energia que lhes é associada, tendo para isso de ser prioritário o desenvolvimento e optimização de tecnologias em torno dos conversores de potência. As topologias típicas destes conversores utilizam circuitos rectificadores, inversores, filtros e conversores DC/DC, sendo crítico no seu dimensionamento a selecção dos interruptores de potência, o projecto de controladores, a análise do impacto na QE, o projecto de filtros e por fim a concepção mecânica de todos os componentes tendo por vista a integração do dispositivo final [10].

Os carregadores dos VE podem ser classificados como *off-board* ou *on-board*. Os *off-board* têm maiores dimensões (não sendo portanto apropriados para fazer parte integrante de um VE) e são geralmente os únicos que permitem efectuar cargas rápidas (uso de potências mais elevadas) acedendo directamente ao *pack* de baterias. Por outro lado, os *on-board* são mais pequenos e leves, estando tipicamente localizados dentro dos VE e permitem efectuar cargas lentas, através do uso de potências reduzidas [12] [13].

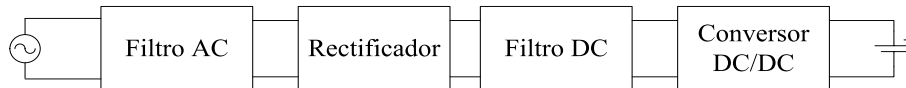
Uma vez que estes veículos possuem baterias com capacidades significativas de armazenamento de energia poderão resultar impactos negativos na rede eléctrica apesar dos benefícios que possam advir da sua utilização [14]. É portanto necessária uma coordenação centralizada da carga sobretudo quando o carregador operar continuamente durante várias horas. É expectável que carregadores *on-board* utilizem uma das gamas de potência apresentadas na Tabela 1 de acordo com as restrições energéticas das características da bateria e da própria rede, uma vez que muitas das taxas de potência não poderão ser aplicadas em cargas efectuadas em casa, por representarem impactos na rede baixa tensão (BT), tanto do ponto de vista da QE como da sua gestão e condução [15].

**Tabela 1: Potências de carga para carregadores *on-board*. Adaptado de [15].**

Corrente (AC) A	Tensão AC (V)	Conexão à rede	Potência (kW)
10	230	Monofásico	2,3
16	230	Monofásico	3,7
32	230	Monofásico	7,4
16	400	Trifásico	11
32	400	Trifásico	22

### 2.3.1. Topologia Genérica de Carregador para VE

O propósito maioritário de um carregador para um VE é providenciar tensão contínua (DC) para carregar as suas baterias. Para aplicações de baixa potência em VE, o método típico para obter esta tensão é através de fontes de alimentação comutada, recorrendo-se tipicamente a carregadores monofásicos *on-board* que genericamente apresentam a estrutura presente no diagrama de blocos da Figura 8.

**Figura 8: Diagrama de blocos genérico de um carregador de VE. Adaptado [16].**

Cada um dos blocos da estrutura apresentada na Figura 8 tem o seguinte propósito:

- **Filtro AC:** Este filtro ajuda a melhorar a QE reduzindo a taxa de distorção harmónica (THD) e actua como limitador de corrente, sobretudo no arranque do sistema, uma vez que o filtro DC é tipicamente capacitivo e não está energizado, o que faria com que surgissem picos de corrente do lado AC se ligado directamente, podendo danificar os componentes.
- **Rectificador:** É o elemento responsável por transformar a tensão AC em DC.
- **Filtro DC:** Este é um filtro tipicamente capacitivo que tem como função minimizar a oscilação da tensão rectificada.
- **Conversor DC/DC:** Este conversor tem como função regular os níveis de tensão DC para efeitos de carga das baterias de forma a maximizar a performance da mesma e o seu tempo de vida, podendo também protegê-la de possíveis variações no lado AC.

Uma alternativa a este princípio de comutadores não controlados é a que permite controlo associado, podendo assim controlar-se dinamicamente o nível de potência de saída a aplicar à carga da bateria, melhorando a QE.

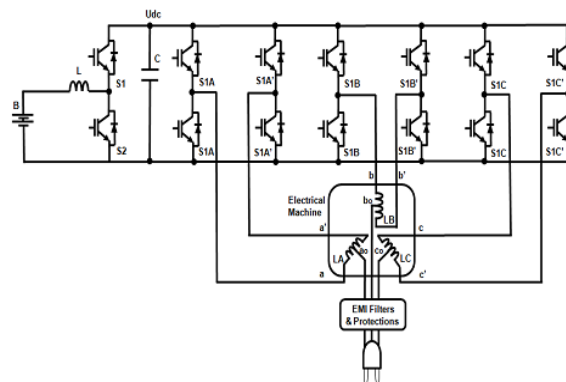
### 2.3.2. Topologias de Carregadores com Capacidade V2G

Nesta secção apresentam-se algumas das topologias de carregadores de potência que têm vindo a ser alvo de estudo actualmente. À semelhança da elaboração de qualquer projecto é necessário listar as características desejáveis para o sistema que se pretende implementar. Assim, o projecto de carregadores para VE para aplicações V2G não é excepção, sendo possível identificar como características desejáveis para este tipo sistemas as que se apresentam na Tabela 2.

**Tabela 2: Lista de características desejáveis para carregadores para VE com vista a aplicações V2G.**

Características	Relevância
Bidirecionalidade (V2G e G2V).	Necessário
Factor potência unitário em modo V2G e G2V.	Desejável
Controlo de potência nos cenários V2G e G2V.	Desejável
Baixo impacto na qualidade de energia.	Necessário
Simplicidade de construção.	Desejável
Geometria correspondente à categoria <i>on-board</i> .	Desejável
Topologia compatível com tomada monofásica de 16 A.	Desejável

Dadas as características supramencionadas, são apresentadas de seguida de forma sucinta nas Figura 9, 10 e 11, algumas topologias de carregadores de potência para VE com capacidade de corresponder na generalidade às potencialidades mencionadas na Tabela 2.



**Figura 9: Topologia de carregador para VE proposto em Luis De Sousa., et al. em 2010 [17].**

Na Figura 9 é apresentada uma configuração de um carregador de VE, que utiliza o sistema de tracção eléctrica, não tendo a necessidade de componentes de potência adicionais. Este carregador destaca-se pela capacidade de aumento da tensão aplicada a cada enrolamento do motor através da associação das ponte-H, havendo redução das perdas por comutação. O facto de a rede ser ligada aos pontos médios de cada fase, permite que haja um



desacoplamento magnético entre o rotor e estator, podendo operar com potências elevadas. Esta topologia tem como desvantagem a complexidade de controlo associado [17].

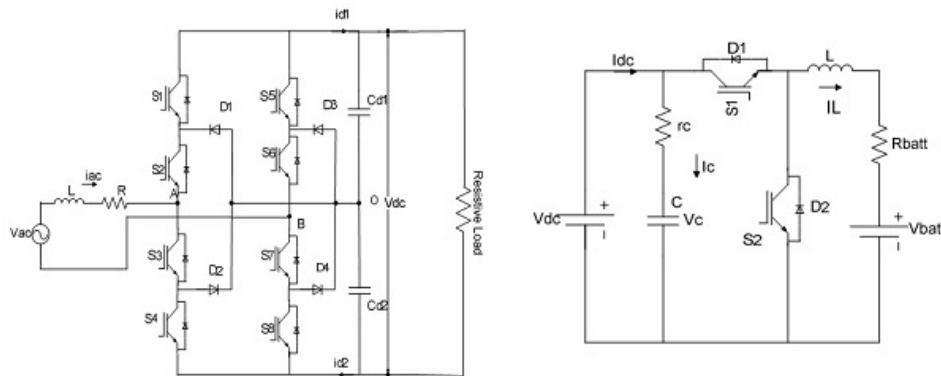


Figura 10: Topologia de carregador para VE proposto por Jaganathan, S., et al. em 2009 [18].

Na Figura 10 apresenta-se uma topologia que usa um conversor AC/DC monofásico de 3 níveis com ponto médio seguido por um conversor DC/DC bidireccional. Esta configuração juntamente com o controlo associado permite que haja baixa relação  $dv/dt$  por cada comutação, factor de potência unitário e baixo THD [18].

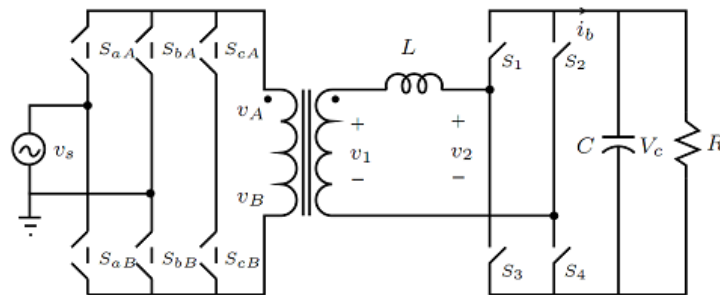


Figura 11: Topologia de carregador para VE proposto por Weise, N.D., et al. em 2010 [19].

Na Figura 11 apresenta-se uma possível solução para um carregador bidireccional de VE, onde é possível controlar o factor de potência com uma entrada trifásica e ter factor de potência unitário com entrada monofásica. Esta topologia caracteriza-se como sendo do tipo *on-board* tendo, portanto, como características peso e volume reduzido, que são possíveis devido à capacidade de suportar elevadas frequências no lado AC. No entanto, é uma tecnologia que ainda está em estudo, nomeadamente para a redução dos harmónicos de corrente de baixa ordem [19].

Actualmente têm sido desenvolvidos outros trabalhos neste sentido, como é possível verificar em [20] [21] [22] [23], que espelham a importância, complexidade e as potencialidades das várias soluções encontradas nesta matéria.

Também em termos comerciais, diversas entidades ligadas ao sector dos transportes eléctricos, um pouco por todo o mundo, têm vindo a apresentar e implementar estrategicamente as suas soluções de sistemas de carga para VE, tal como se apresenta no Anexo 2. Tipicamente, estes sistemas apresentam algumas das características mencionadas na Tabela 2, havendo especial relevância no cumprimento da normalização existente, e na sua adaptabilidade face ao conceito das *Smart Grids* [24] [25].

## 2.4. Benefícios e Desvantagens nas Trocas Energéticas

Face às previsões de num futuro próximo os VE e respectivos carregadores entrarem em larga escala na rede de BT, ficam lançados enormes desafios para manter a operacionalidade dessas mesmas redes. Com o aumento significativo da carga associada às FE dos VE e à electrónica de potência dos carregadores, irão existir alterações nos fluxos energéticos, nos perfis de tensão, nas emissões harmónicas e na performance global da rede. No entanto, o alargamento dos VE continua limitado pela disponibilidade de infra-estruturas de recarga, que a par com as respectivas questões de normalização e o desempenho limitado das baterias, constituem os maiores obstáculos para a difusão da propulsão eléctrica [26] [27]. Apesar disso, com o avanço da investigação relativa aos VE e respectivos sistemas de carga, foi inevitável pensar na optimização e potencialização das características destes veículos. Assim, tal como já foi referido nesta dissertação, com os conceitos V2G, e G2V, consumidores e comercializadores de energia podem beneficiar face aos cenários energéticos que se apresentam de seguida, através da existência de sistemas similares ao SAADGE associados a carregadores para VE como o que se apresenta nesta dissertação. Uma vez que os modos G2V e V2G permitem que todos os VE ligados à rede operem como carga, unidades de armazenamento distribuídas ou fontes isolada de energia, pode afirmar-se que esta interactividade constitui uma das tecnologias chave no futuro do conceito das *Smart Grid*, obtendo-se uma melhor estabilidade global da rede, através dos compromissos entre consumidores e fornecedores de energia, tal como se apresenta de seguida [8] [14] [28] [29]:

- **Picos de Potência**
  - **Rede eléctrica:** Vantagens - Capacidade de resposta a picos de procura de energia não previstos, sem arranque de outras centrais de produção. Desvantagens - Capacidade limitada das FE dos VE face a cenários de fornecimentos prolongados.

- **Utilizador:** Vantagens - Fazendo uso de uma topologia de carregador conforme o previsto, e estando este associado a um sistema de gestão de energia como o mencionado na secção 1.2, o consumidor final terá flexibilidade de distribuição de potência (ao nível da habitação) e rentabilidade energética face à compra a custo mais baixo. Desvantagens - Adaptação do utilizador, face à sua menor autonomia na tomada de decisões e o custo do sistema.
- **Armazenamento e *Backup* de Energias Renováveis**
  - **Rede eléctrica:** Vantagens - Minimização dos efeitos da intermitência das fontes de energia renovável, podendo ser possível armazenar esta energia sem existir “desperdício” da mesma, resultando numa utilização decrescente dos recursos energéticos fósseis e permitindo a redução das emissões poluentes e dos custos de geração. O facto destas unidades de armazenamento de energia poderem funcionar como sistema de *backup* constitui uma grande vantagem, no que se refere ao auxílio da rede quando esta perde capacidade de resposta. Desvantagens - Capacidade de armazenamento/*backup* limitada pelas características das FE dos VE.
  - **Utilizador:** Vantagens - Existência de benefícios para o consumidor nas situações de armazenamento (quando há excesso de produção renovável) e fornecimento quando a rede necessitar. Desvantagens - Possível aumento do *stress* nas FE dos VE (i.e. elevado número de cargas e descargas), que reduz o tempo de vida das mesmas.
- **Deslastre de Carga**
  - **Rede eléctrica:** Vantagens - No cenário de procura elevada não prevista, a energia armazenada nos VE pode ser útil para servir uma rede local. É assim possível manter serviços mínimos, redução do congestionamento de transmissão, perdas nas linhas e reduz o *stress* de funcionamento do sistema de energia. Desvantagens - Capacidade de *backup* limitada pelas características das FE dos VE.
  - **Utilizador:** Vantagens - Todos os utilizadores que participarem nos programas de deslastre de carga têm benefícios monetários pela energia que puderem não requerer. Desvantagens - Possível prejuízo caso os benefícios obtidos através do comercializador de energia não compensem a falta de energia do consumidor.
- **Reservas Girantes**
  - **Rede eléctrica:** Vantagens - Capacidade adicional de geração podendo ser providenciada potência rapidamente. Este regime é favorável para os VE, pois

tipicamente ficam sujeitos a pequenos períodos de fornecimento de energia, o que acaba por ser um regime praticável para os VE. Desvantagens - Capacidade de *backup* limitada pelas características das FE dos VE.

- **Utilizador:** Vantagens - Proprietários dos VE que funcionarem como reservas girantes têm benefícios de acordo com a energia fornecida neste modo. Desvantagens - Possível aumento do *stress* nas FE dos VE pelo possível elevado número de cargas e descargas, que reduz o tempo de vida das mesmas.
- **Regulação de Tensão e Frequência**
  - **Rede eléctrica:** Vantagens - Capacidade de repor o nível de tensão nos barramentos após ocorrer um distúrbio e regulação da frequência da rede através da combinação da geração e da procura da carga. Desvantagens - Limitações energéticas face às características das FE dos VE.
  - **Utilizador:** Vantagens - Benefícios adquiridos por parte dos utilizadores face a esta prestação de serviços. Desvantagens - Possível aumento do *stress* nas FE dos VE pelo possível elevado número solicitações para este serviço, o que reduz o tempo de vida das mesmas.

É possível providenciar estes serviços, se cada VE tiver associado um carregador com as características mencionadas na Tabela 2 e que tenha capacidade de comunicação com uma identidade de agregação, que estará encarregue da gestão de um elevado número de VE e da gestão da respectiva disponibilidade dos seus proprietários em explorar oportunidades comerciais nos mercados da electricidade. No entanto, face às incertezas sobre quando e onde os proprietários querem carregar os seus veículos, terá de existir uma estrutura de monitorização da rede, com a responsabilidade de agrupar os VE de tal forma que juntos representem uma carga ou unidade de armazenamento com dimensões adequadas para participar nas trocas comerciais. Como resposta aos preços da energia, estes agregadores irão efectuar comutações de carga de modo a providenciar aos seus utilizadores energia a custo mais baixo.

### 3. Topologia Estudada e Respectivos Controladores

#### 3.1. Topologia do Carregador Estudado

A escolha da topologia de electrónica de potência implementada neste trabalho teve como base as características mencionadas na Tabela 2, tendo sido adoptado o circuito que se apresenta na Figura 12.

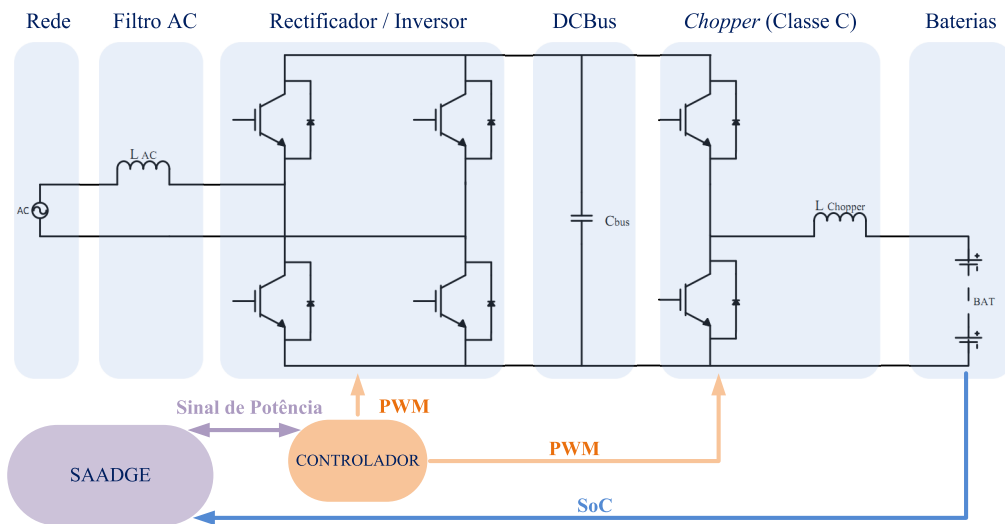


Figura 12: Topologia do carregador para VE proposto.

#### 3.1.1. Selecção dos Interruptores de Potência

Ao efectuar a escolha de interruptores para a aplicação que esta dissertação aborda, foi necessário ter em conta a gama de corrente, tensão e frequência admissível dos vários tipos de interruptores, tal como se apresenta na Figura 13 a), não podendo descurar o seu desempenho estático e dinâmico (i.e. quais as quedas de tensão e o tempo gasto na comutação entre estados), que vai reflectir o limite da frequência mais elevada de comutação, bem como a potência dissipada nos interruptores neste processo.

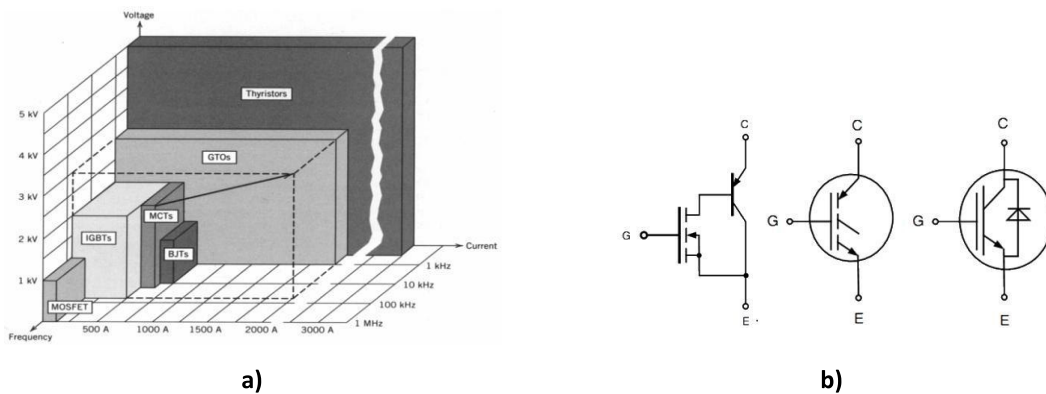


Figura 13: a) Análise sumária de vários tipos de interruptores de potência [30]. b) Circuito equivalente simplificado e alguma simbologia típica referente a IGBT de canal N [31].

Face às características e aos regimes de funcionamento da aplicação abordada nesta dissertação, optou-se pela utilização dos *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT) como interruptores de potência. Os IGBT são dispositivos que combinam as vantagens dos *Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET) e dos *Bipolar Junction Transistors* (BJT) e tipicamente representam-se pela simbologia da Figura 13 b). Assim, os IGBT possuem características como controlo por tensão, menor queda de tensão que os MOSFET, maiores velocidades de comutação que os BJT e necessitam de pouca energia para efectuar a comutação, podendo operar com potências e frequências elevadas [30].

### 3.1.2. Circuito *Chopper* (Classe C)

Da mesma forma que em aplicações AC os transformadores convertem níveis de tensão e correntes entre a entrada e a saída, os conversores DC/DC ou *choppers* permitem uma conversão semelhante mas em DC. Neste tipo de conversores, a conversão destas grandezas é efectuada através de semicondutores de potência, que são comutados a frequências elevadas (kHz), podendo ser designados como redutores (*buck*) ou elevadores (*boost*), consoante o seu modo de operação. No entanto, existem circuitos *chopper* que permitem operar em ambos os modos (reductor e elevador, também designados por *buck-boost*), sendo este o tipo de circuito que foi utilizado como conversor DC/DC nesta dissertação, devido às suas capacidades de trabalhar nos dois primeiros quadrantes, como é possível verificar através da Figura 14, pertencendo assim à Classe C dos conversores DC/DC [30].

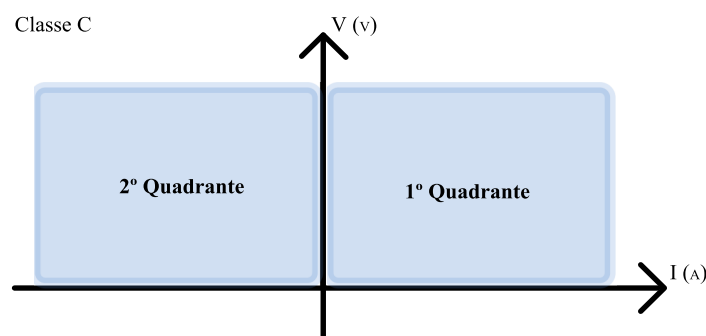


Figura 14: Referencial ilustrativo das zonas de funcionamento do *chopper* de Classe C.

Os seus estados de funcionamento são apresentados de seguida, onde importa salientar que a comutação dos interruptores é o aspecto fundamental do seu princípio de funcionamento. Desta forma é possível controlar a relação de conversão entre a entrada e a saída, através da aplicação de uma onda quadrada modelada por largura de impulso, tipicamente designada por *Pulse Width Modulation* (PWM), onde existe um determinado tempo em que o interruptor conduz ( $T_{on}$ ), estando este ao corte no restante tempo ( $T_{off}$ ) de

cada período ( $T$ ) deste tipo de onda. A razão de conversão destes circuitos é dada pelo ciclo de trabalho ou *duty-cycle* ( $D$ ) que é definido por equações diferentes consoante nos referimos ao modo *buck* ou *boost* [32].

No modo *buck*, o  $D$  é dado pela equação (1) que pode ser reescrita da forma que se apresenta em (2), relacionando assim as tensões de entrada e saída.

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (1)$$

$$V_{BAT} = V_{Cbus} \cdot \frac{T_{on}}{T} = V_{Cbus} \cdot D \quad (2)$$

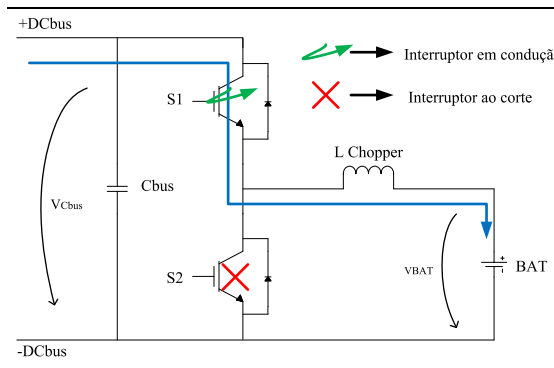
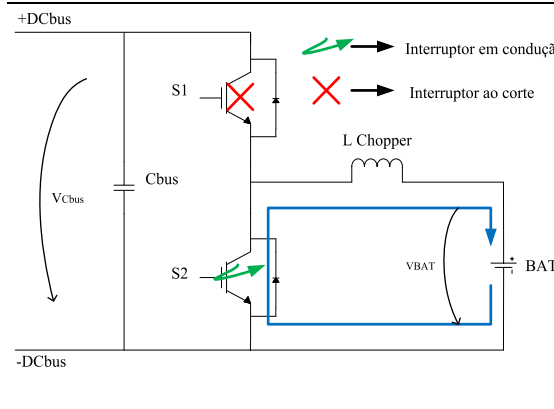
Quando o *chooper* funciona como *boost*, o seu *duty-cycle* é dado pela equação (3) podendo também ser reescrita de forma a relacionar as tensões de entrada e saída através de (4).

$$\frac{1}{1-D} = \frac{V_{Cbus}}{V_{BAT}} \Leftrightarrow D = -\frac{V_{BAT}}{V_{Cbus}} + 1 \quad (3)$$

$$V_{BAT} = V_{Cbus} \cdot (1-D) \quad (4)$$

De forma a obter um melhor entendimento deste circuito, são apresentados de seguida ambos os modos de funcionamento do *chooper* juntamente com algumas das respectivas equações matemáticas características, tal como se apresenta na Tabela 3 e na Tabela 4.

**Tabela 3: Modo de funcionamento *buck* e respectivas equações características.**

	<p>No modo <i>buck</i> a bobina <math>L_{Chopper}</math> carrega quando S1 está ligado durante o seu <math>T_{on}</math>, estando o S2 desligado durante este mesmo tempo, resultando (5) e (6):</p> $V_{BAT} = V_{Cbus} - L_{Chopper} \cdot \frac{di}{dt} \quad (5)$ $i = \frac{1}{L_{Chopper}} \cdot \int_0^{T_{on}} (V_{Cbus} - V_{BAT}) dt \quad (6)$
	<p>Neste modo a bobina <math>L_{Chopper}</math> vai descarregar através do interruptor S2, que está ligado durante o seu <math>T_{on}</math> estando o S1 desligado, vindo (7) e (8):</p> $V_{BAT} = -L_{Chopper} \cdot \frac{di}{dt} \quad (7)$ $i = \int_{T_{on}}^{T_{off}} -\frac{V_{BAT}}{L_{Chopper}} dt \quad (8)$

**Tabela 4: Modo de funcionamento *boost* e respectivas equações características.**

	<p>Neste modo, o interruptor S2 está ligado durante o seu <math>T_{on}</math>, estando o S1 desligado. Assim a corrente segue o caminho apresentado. Se desprezarmos as quedas de tensão nos IGBT vem (9) e (10):</p> $V_{BAT} = L_{Chopper} \cdot \frac{di}{dt} \quad (9)$ $i = \frac{1}{L_{Chopper}} \cdot \int_0^{T_{on}} V_{BAT} dt \quad (10)$
	<p>Com S1 ligado durante o seu <math>T_{on}</math>, e estando o S2 desligado, a corrente segue o caminho apresentado, sendo transmitida a energia de <math>L_{Chopper}</math> ao DCbus, resultando as equações (11) e (12):</p> $V_{BAT} + V_{L_{Chopper}} = V_{Cbus} \quad (11)$ $i = \frac{1}{L_{Chopper}} \cdot \int_{T_{on}}^{T_{off}} (V_{BAT} - V_{Cbus}) dt \quad (12)$

Nestes conversores os elementos passivos têm funções determinantes no funcionamento do circuito, como é o caso da indutância que funciona como reservatório de energia para posteriormente ser libertada para uma das extremidades, caso funcione como *buck* ou *boost*, servindo ainda para controlar a oscilação (*ripple*) da corrente fornecida pela fonte e minimizar os efeitos da elevada frequência de comutação [32].

Esta bobina deve ser dimensionada para o caso em que tem associada o valor de corrente mais elevado, que ocorre quando a tensão associada ao *pack* de baterias é mínima e a potência exigida é máxima (2,3 kW), independentemente do modo de funcionamento.

Fazendo a análise para o *buck*, podemos utilizar a equação (13), que advém da análise supramencionada, de forma a obter o valor de  $L_{Chopper}$ .

$$L_{Chopper} = \frac{V_{Cbus} - V_{BAT}}{2 \cdot \Delta i} \cdot DT \Leftrightarrow L_{Chopper} = \frac{V_{Cbus} - V_{BAT}}{2 \cdot \Delta i} \cdot T_{on} \quad (13)$$

Assim, tendo em conta a equação (1) podemos escrever (14):

$$DT = T_{on} \rightarrow \begin{cases} T_{on\_min} = \frac{75V}{325V} \cdot 50\mu s = 12\mu s \\ T_{on\_max} = \frac{127,5V}{325V} \cdot 50\mu s = 20\mu s \end{cases} \quad (14)$$

onde  $T$  é o período de comutação que tem o valor de  $50\mu s$ .



Então, dimensionando a bobina  $L_{Chopper}$  usou-se 5% de *ripple* da corrente nominal que é igual a  $1,2A$ , vindo (15).

$$L_{Chopper} = \frac{325 - 96}{2 \cdot 1,2} \cdot 20\mu s = 1,9mH \quad (15)$$

Para o caso do *boost* a equação a utilizar é a (16).

$$\Delta i = \frac{V_{BAT}}{2 \cdot L} \cdot DT \Leftrightarrow \Delta i = \frac{V_{BAT}}{2 \cdot L} \cdot T_{on} \quad (16)$$

Tendo em conta a equação (3) podemos escrever (17):

$$DT = T_{on} \rightarrow \begin{cases} T_{on\_min} = 1 - \frac{127,5V}{325V} \cdot 50\mu s = 30\mu s \\ T_{on\_max} = 1 - \frac{75V}{325V} \cdot 50\mu s = 38\mu s \end{cases} \quad (17)$$

usando o mesmo valor de *ripple* da corrente nominal, vem  $L_{Chopper}$  dado por (18).

$$L_{Chopper} = \frac{96}{2 \cdot 1,2} \cdot 38\mu s = 1,52mH \quad (18)$$

Assim, de forma a contemplar o pior caso, foi utilizada a bobina de  $1,9mH$ .

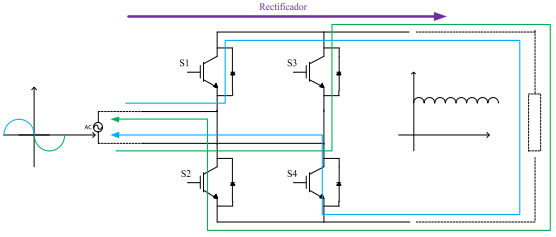
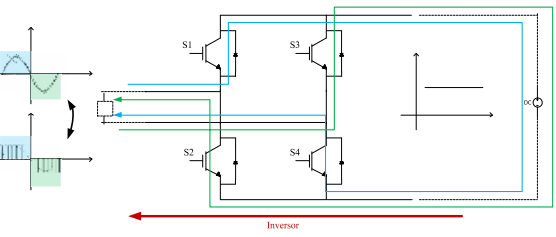
Genericamente, o  $C_{bus}$  serve de suporte energético face à potência exigida no barramento DC e auxilia na estabilidade da tensão do mesmo. Estas características foram tidas em conta no seu dimensionamento, bem como as questões relacionadas com a dinâmica de controlo do *chopper* referidas na secção 3.1.4.

### 3.1.3. Circuito Conversor Reversível AC/DC

Dadas as características do carregador abordado nesta dissertação, foi necessário utilizar um rectificador controlado, que também funciona como inversor, sendo assim satisfeita a capacidade de bidirecionalidade do sentido da energia. Este conversor tem como função converter tensão AC em DC e vice-versa, funcionando respectivamente como rectificador e inversor. Em ambos os modos de funcionamento é possível comandar a condução do interruptor permitindo flexibilidade no valor da tensão na saída (DC ou AC), o *ripple* da tensão gerada em ambos os modos é tipicamente menor, obtém-se maior eficiência (devido ao baixo valor de resistência e conseqüente queda de tensão nos semicondutores de potência) e o impacto dos harmónicos de baixa frequência é atenuado, dadas as características da técnica de modulação utilizada. Assim, de acordo com a informação presente em [31] [33], as equações apresentadas na Tabela 5, caracterizam a tensão de ambos os modos de funcionamento, sendo  $m_a$  o factor de modulação, que é explicitado na secção 3.1.6.

Nos dois casos de funcionamento, o par S1-S4 e o par S2-S3 são comutados respectivamente na alternância positiva e negativa da onda com vista à rectificação ou à inversão.

**Tabela 5: Circuito Rectificador (a) e Inversor (b) e respectivas equações características.**

<p>a)</p> 	$V_{dc} = V_{ac} \cdot \sqrt{2} \quad (19)$
	<p>onde</p>
	$V_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_{ac}(t))^2 dt} \quad (20)$ <p>é o valor eficaz.</p>
<p>b)</p> 	$v_{ac}(t) = m_a \cdot V_{dc} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (21)$

### 3.1.4. Escolha e Dimensionamento de Filtros

Genericamente a função dos filtros é permitir que sinais de uma determinada gama de frequências se propaguem, enquanto outros são obstruídos ou vêem a sua amplitude reduzida.

Por motivos de simplicidade no estudo, e posteriormente na implementação prática do protótipo abordado, foram dimensionados filtros passivos, que tal como o próprio nome indica são constituídos por elementos passivos (e.g. resistências, bobinas e condensadores), podendo ser classificados segundo configurações série ou paralela. Como podemos constatar pela análise da Figura 12, foi usado um filtro passivo série com recurso a uma bobina “ $L_{AC}$ ” com o intuito de melhorar o factor de potência, reduzir a Taxa de Distorção Harmónica (THD) e atenuar eventuais picos de corrente AC, sendo esta uma solução tipicamente de baixo custo [30] [33] [36].

A bobina “ $L_{AC}$ ” foi dimensionada segundo a métrica (22) [37] [38]:

$$L_{AC} = \frac{2 \cdot (V_{RMSAC})^2 \cdot (5,2 \times 10^{-2})}{\omega \cdot P} = 7,6mH \quad (22)$$

onde,  $V_{RMSAC} = 230V$ ,  $\omega = 2\pi \cdot 50 = 314rad.s^{-1}$  e  $P = 2,3kW$ .

O filtro capacitivo do barramento DC “ $C_{bus}$ ”, foi dimensionado com vista a ter capacidade de minimizar as oscilações da tensão no barramento DC, bem como a manter a estabilidade energética do mesmo em situações de carga. No entanto, tendo em conta as necessidades associadas à dinâmica do controlador do *chopper*, (mencionadas na secção 3.2.1) seleccionou-se um  $C_{bus} = 10mF$ , de modo a ter um condensador no  $DC_{BUS}$ , que

permita assumir uma tensão constante no  $V_{bus}$ , durante a regulação de  $I_L$  [39]. Na verdade, o condensador tem que suportar as exigências energéticas no  $DC_{BUS}$  durante um tempo superior ao da regulação energética do  $L_{Chopper}$ , devido ao facto da resposta do controlador não ser consumada apenas num só período do sinal de comutação.

### 3.1.5. Modelo da Bateria a Utilizar

Tendo em conta a análise efectuada no capítulo 2 desta dissertação foi possível concluir que as tecnologias de baterias de Li-ion são actualmente as FE que podem ser aplicadas em VE, que oferecem o melhor compromisso global face às necessidades energéticas destes veículos. Desta forma, para efeitos de simulação, foi necessário ajustar configurações entre o modelo de simulação e a informação disponível pelo fabricante das baterias a utilizar.

Estas baterias caracterizam-se por serem de Li-ion, com composto de fosfato de ferro no seu cátodo, também designadas por  $\text{LiFePO}_4$ , da marca “ThunderSky” (modelo TS-LFP90AHA), tendo sido necessário utilizar um modelo de simulação aproximado das mesmas. Assim, para efeitos de simulação, o modelo aproximado destas baterias, foi obtido cruzando a informação que se apresenta no Anexo 3 [40], com o modelo de baterias da *toolbox* “SimPowerSystem” do Simulink, tal como se apresenta no Anexo 4.

A escolha desta tecnologia de baterias deve-se ao facto de se caracterizar por maior densidade energética, tempo de vida e segurança [11].

No Anexo 3 estão assinalados alguns pontos da curva de descarga nominal, que são essenciais para a correcta caracterização do modelo de baterias, permitindo o correcto preenchimento dos campos “Capacity @ Nominal Voltage” e “Exponential zone”, como se apresenta no Anexo 4, tendo sido os outros campos preenchidos através da informação disponível no manual das baterias [40]. Interessa referir que o modelo de baterias utilizado, é constituído por 30 destas células em série (como as que se apresentam no Anexo 3), sendo os parâmetros “Nominal Voltage (V)” e “Fully Charged Voltage (V)”, determinados com base nesta configuração.

Tal como se pode verificar através da análise das curvas de uma só célula (Anexo 3), as curvas de descarga referentes ao modelo simulado das 30 baterias, que se apresentam na Figura 15, tem um comportamento bastante aproximado do real, tendo como seria expectável, uma tensão maior e a mesma capacidade (Ah), sendo obtido um maior valor de potência.

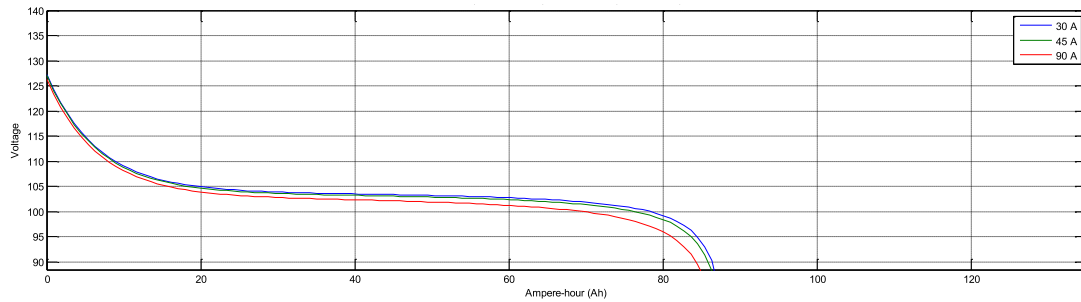


Figura 15: Curvas características de descarga do modelo simulado do *pack* de baterias.

### 3.1.6. Técnicas de Modulação PWM para Controlo de Interruptores

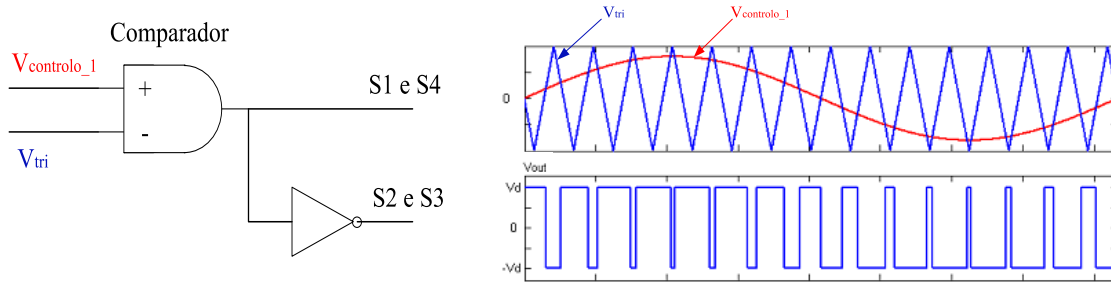
As técnicas de PWM são frequentemente utilizadas para comandar interruptores de potência, podendo controlar o seu sinal de saída em frequência e amplitude. Estas técnicas têm vindo a ser alvo de investigação intensa nas últimas décadas, existindo vários esquemas que podem ser classificados essencialmente em duas categorias, que são designadas como *Carrier-Based PWM* e *Space Vector PWM*. Esta última é tipicamente aplicada em sistemas trifásicos, não sendo portanto analisada neste trabalho [41].

Assim, a estratégia para efectuar o comando dos interruptores do conversor reversível AC/DC e do *chopper* passou pela técnica de modulação de sinal PWM, com especial enfoco no caso particular designado por modulação de largura de pulso sinusoidal, ou *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), que oferece várias vantagens, sendo uma das mais relevantes, a redução de harmónicos de baixa frequência. O controlo segundo a técnica SPWM resulta da comparação de sinais específicos. É necessário ter um sinal de referência (também designado de sinal de modulação ou de controlo) que é sinusoidal e um outro sinal designado por *carrier*, que tipicamente é triangular e que vai controlar a frequência de comutação. Assim, podemos ainda ter associado a esta técnica de comutação, dois modos de funcionamento, designados como bipolar e unipolar, que são explicados de seguida, com vista a aplicação no conversor reversível AC/DC sendo exactamente o mesmo princípio para aplicação no *chopper* [34] [35].

#### 3.1.6.1. Modo Bipolar

A técnica de comutação bipolar apresenta-se na Figura 16, fazendo única e exclusivamente uso dos dois sinais previamente mencionados, onde o de controlo é usado para modular o *duty-cycle* e tem amplitude de pico ( $V_{control0-1}$ ) e oscila à frequência ( $f_c$ ), que é a frequência desejada no sinal de saída. Este é posteriormente comparado com a onda

triangular (*carrier*) onde a sua amplitude de pico é mantida constante ( $V_{tri}$ ) e a frequência ( $f_s$ ) determina a frequência de comutação dos interruptores [41].



**Figura 16: Representação do circuito de modulação SPWM bipolar e respectivas formas de onda.**

Neste caso a tensão de saída, varia consoante as regras que se apresentam na Tabela 6.

**Tabela 6: Regras de modulação associadas à técnica de SPWM bipolar.**

$V_{controlo_{-1}} > V_{tri} \rightarrow S1, S4: ON \ \& \ S2, S3: OFF \rightarrow V_{out} = V_d$
$V_{controlo_{-1}} < V_{tri} \rightarrow S2, S3: ON \ \& \ S1, S4: OFF \rightarrow V_{out} = -V_d$

Da Figura 16 podemos definir termos importantes como taxa de modulação de amplitude e frequência que são respectivamente dadas por (23) e (24).

$$m_a = \frac{V_{controlo_{-1}}}{V_{tri}} \quad (23)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_c} \quad (24)$$

O rácio  $m_a$  é tipicamente menor que 1 para que tenhamos uma relação linear entre este e o ganho de tensão na saída do sistema. Com efeito, para valores de  $m_a$  superiores a 1, perdemos essa relação linear e algumas comparações entre o *carrier* e o sinal de controlo são perdidas, apesar de se poder obter um maior ganho de tensão [35] [41].

### 3.1.6.2. Modo Unipolar

Tudo o que foi referido no método bipolar aplica-se de igual forma no caso unipolar. A diferença assenta essencialmente no aparecimento de mais um sinal de controlo com amplitude de pico ( $V_{controlo_{-2}}$ ), que é desfasado  $180^\circ$  de  $V_{controlo_{-1}}$ , e conseqüentemente mais um comparador, tal como se apresenta na Figura 17, passando a existir uma comparação simultânea entre estas duas ondas de controlo e  $V_{tri}$  [41].

Neste caso, a tensão de saída varia entre 0 e  $V_d$  ou entre 0 e  $-V_d$ , como é possível verificar na Figura 17, contrariamente ao que acontece no caso bipolar onde a comutação é efectuada directamente entre o nível  $V_d$  e  $-V_d$ .

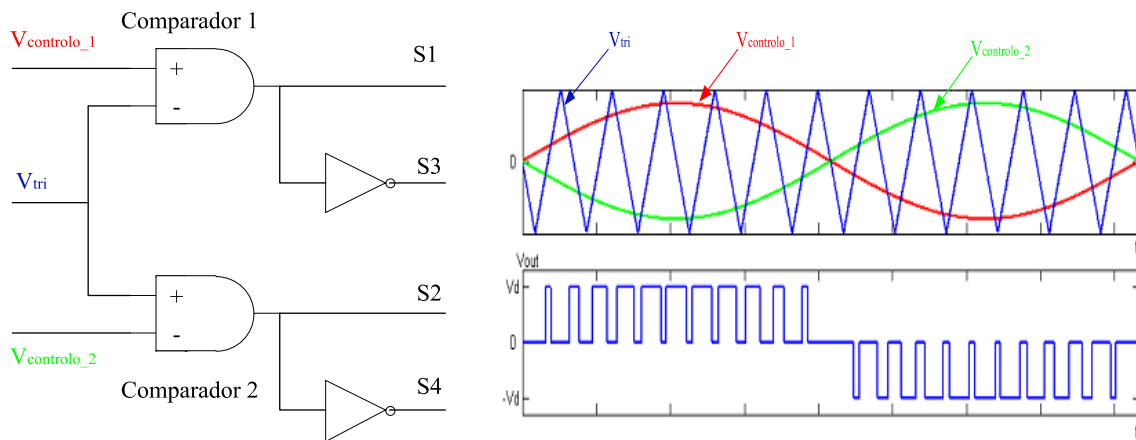


Figura 17: Representação do circuito de modulação SPWM unipolar e respectivas formas de onda.

No caso unipolar, a tensão de saída varia consoante as regras apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7: Regras de modulação associadas à técnica de SPWM unipolar.

$V_{controlo_1} > V_{tri} \rightarrow S1: ON \ \& \ S2: OFF$	$V_{out} = V_d$
$V_{controlo_2} < V_{tri} \rightarrow S4: ON \ \& \ S3: OFF$	
$V_{controlo_1} < V_{tri} \rightarrow S2: ON \ \& \ S1: OFF$	$V_{out} = -V_d$
$V_{controlo_2} > V_{tri} \rightarrow S3: ON \ \& \ S4: OFF$	
$V_{controlo_1} > V_{tri} \rightarrow S1: ON \ \& \ S2: OFF \ \wedge \ V_{controlo_2} > V_{tri} \rightarrow S3: ON \ \& \ S4: OFF$	$V_{out} = 0$
v	
$V_{controlo_1} < V_{tri} \rightarrow S2: ON \ \& \ S1: OFF \ \wedge \ V_{controlo_2} < V_{tri} \rightarrow S4: ON \ \& \ S3: OFF$	

Neste caso, o sinal modulado na perspectiva da carga, tem maior número de pulsos com metade da amplitude. Assim, o conteúdo harmónico da tensão de saída é menor quando comparado com o caso bipolar, para várias taxas de modulação [34] [35].

Deste modo, os filtros utilizados podem ser consideravelmente mais pequenos e a eficiência global do sistema é maior, tendo portanto sido utilizada a técnica SPWM unipolar como modulador dos sinais de controlo dos IGBT utilizados no conversor reversível AC/DC, e a técnica bipolar para o *chopper* face à necessidade de apenas um sinal de controlo.

### 3.2. Projecto de Controladores

Os controladores projectados nesta dissertação, com o intuito de comandar a comutação dos interruptores de potência, tiveram como base os controladores de natureza Proporcional

Integrativa Derivativa (PID). Esta é uma tecnologia de controlo que actualmente é bastante utilizada no controlo de processos industriais e que tenta corrigir o erro entre a variável medida do processo e o *set-point* desejado. Esta correcção é obtida através da aplicação de um sinal correctivo de saída, para ajustar a resposta do sistema de acordo com o pretendido [42] [43] [44]. Tal como o próprio nome indica, os controladores PID possuem três parâmetros independentes, de onde resulta a sua função transferência que se apresenta no Anexo 5.

### 3.2.1. Controlador do *Chopper*

Para o projecto do controlador do *chopper* foram efectuadas algumas considerações de modo a facilitar a análise do circuito, por exemplo, considerar a existência de capacidades suficientemente elevadas em ambos os lados do *chopper*, de modo a poder considerar-se tensão constante nos dois lados do conversor, bem como desprezar as perdas de comutação. De forma a estabelecer as leis de controlo necessárias neste caso, foi necessário determinar um conjunto de equações diferenciais descritivas das necessidades energéticas deste conversor, que foram estabelecidas de acordo com as leis de Kirchhoff. Tipicamente, as variáveis de estado dos conversores relacionam-se com a energia armazenada nas bobinas e condensadores, podendo ser evidenciadas (como mostra a Figura 18) a tensão no barramento DC “ $V_{Cbus}$ ”, nas baterias “ $V_{BAT}$ ” e a corrente na bobina “ $I_L$ ”.

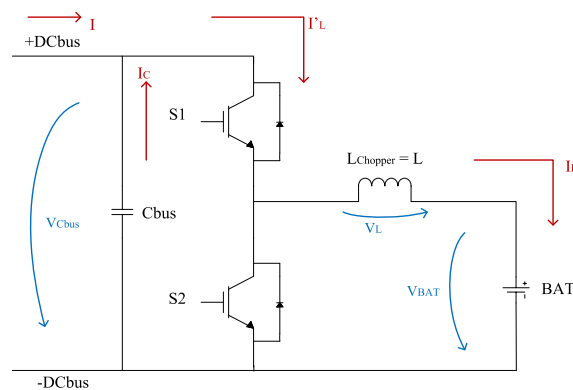


Figura 18: Análise eléctrica efectuada no projecto do controlador do *chopper*.

Assim, podemos caracterizar o conversor através da análise dos dois estados de funcionamento fazendo uso das leis de Kirchhoff, sendo um dos estados o que ocorre quando os interruptores S1 e S2 estão respectivamente no estado “ON” e “OFF”.

Neste caso podemos afirmar que  $I'_L = I_L$ , resultando as equações (25) (26).

$$I = -I_C + I'_L \Leftrightarrow C_{bus} \cdot \frac{dV_{bus}(t)}{dt} = -I(t) + I_L(t) \quad (25)$$

$$V_L + V_{BAT} - V_{Cbus} = 0 \Leftrightarrow L \cdot \frac{di(t)}{dt} = -V_{BAT}(t) + V_{Cbus}(t) \quad (26)$$

O segundo estado de funcionamento ocorre quando os interruptores S1 e S2 estão respectivamente no estado “OFF” e “ON”, onde as correntes  $I'_L = 0$  e  $I_L \neq 0$ , resultando as equações (27) (28).

$$I = I_C + I'_L \Leftrightarrow I = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (27)$$

$$V_L + V_{BAT} = 0 \Leftrightarrow L \cdot \frac{di(t)}{dt} = -V_{BAT}(t) \quad (28)$$

Tendo as equações que descrevem o funcionamento do conversor, podemos abordar a estratégia de controlo, onde vão ser utilizadas duas malhas de controlo, uma para a corrente e outra para a tensão.

O controlador de corrente tem de ser sintonizado de forma a controlar a corrente que passa por  $L_{Chopper}$  ( $I_L$ ). Importa salientar que existem algumas considerações essenciais na obtenção de um controlador com vista à regulação desta corrente, tendo a dinâmica associada ao controlador de corrente que ser mais rápida que a da tensão [39]. Logo, um condensador no  $DC_{BUS}$  dimensionado de acordo com a capacidade de resposta do controlador, permite-nos assumir que a tensão  $V_{Cbus}$  se mantém constante durante a regulação de  $I_L$  [39]. Assim, para obter o controlador desejado, aplicamos a transformada de Laplace na equação (26), resultando a equação (29).

$$I_L = -\frac{V_{BAT}}{LS} + (1 - d(s)) \cdot \frac{V_{Cbus}}{LS} \quad (29)$$

Para obter a função transferência de malha fechada, é necessário definir a nossa planta ( $P(s)$ ), e como tal, tendo já definido a variável que pretendemos controlar ( $I_L$ ), obtém-se a equação (30).

$$P(S) = \frac{V_{Cbus}}{LS} \quad (30)$$

Face aos dados obtidos, é possível dimensionar o controlador, contemplando a informação previamente apresentada que justifica a utilização de um controlador proporcional integrativo (PI), tendo este a função transferência que se apresenta em (31).

$$C(S) = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (31)$$

Assim, o diagrama de blocos deste método de controlo apresenta-se na Figura 19, a partir do qual podemos obter a função transferência em malha fechada que se apresenta em (32).



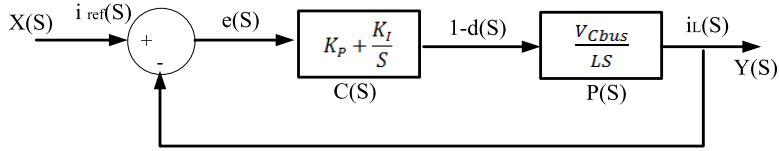


Figura 19: Diagrama de blocos representativo da análise em malha fechada do controlo de corrente.

$$G_{cl}(S) = \frac{C(S) \cdot P(S)}{1 + C(S) \cdot P(S)} = \frac{\frac{V_{Cbus}}{LS} \cdot (K_p + \frac{K_I}{S})}{1 + \frac{V_{Cbus}}{LS} \cdot (K_p + \frac{K_I}{S})} \quad (32)$$

Esta função transferência pode ser reescrita na forma que se apresenta em (33), tal como é sugerido em [39], onde  $\tau$  é constante de tempo,  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento e  $W_n$  é a frequência natural do sistema.

$$G_{cl}(S) = \frac{1 + \tau S}{1 + 2\xi \frac{S}{K_I} + (\frac{S}{W_n})^2} \quad (33)$$

Para efectuar a sintonização do controlador, podemos fazer uso do método analítico, uma vez que conhecemos o modelo do processo que pretendemos controlar. Assim, fazendo uso da função transferência genérica de um sistema de 2ª ordem, dada por (34), podemos obter as equações dos ganhos, tal como se apresenta de seguida.

$$G_{cl}(S) = \frac{W_n^2}{S^2 + 2\xi W_n S + W_n^2} \quad (34)$$

Definindo a dinâmica de 2ª ordem desejada, vem (35).

$$\xi, W_n \rightarrow S^2 + 2\xi W_n S + W_n^2 = 0 \quad (35)$$

Introduzindo um 3º pólo não dominante ( $p$ ) obtém-se a equação característica (36):

$$(S + p) \cdot (S^2 + 2\xi W_n S + W_n^2) = 0 \quad (36)$$

vindo a equação característica do sistema em malha fechada dada por (37), onde  $a_0 = W_n^2$ ,  $a_1 = 2\xi W_n$ ,  $p = b_0 K_D$ ,  $2\xi W_n p = b_0 K_p$  e  $W_n^2 p = b_0 K_I$ .

$$S^3 + (a_1 + b_0 K_D)S^2 + (a_0 + b_0 K_p)S + b_0 K_I = 0 \quad (37)$$

Obtêm-se assim as equações de  $\xi$  em (38) e  $W_n$  (39), em função dos ganhos  $K_p$  e  $K_I$ , podendo constatar-se por analogia com [39] que  $b_0 = V_{bus}$  e  $p = L$ .

$$K_I = \frac{PW_n^2}{b_0} \Leftrightarrow W_n = \sqrt{\frac{b_0}{p} K_I} \quad (38)$$

$$K_p = \frac{2p\xi W_n}{b_0} \Leftrightarrow \xi = \frac{K_p \sqrt{\frac{b_0}{p}}}{2\sqrt{K_I}} \quad (39)$$

Com estas equações é possível calcular os ganhos do controlador PI de corrente, que à semelhança do que é mencionado em [39] tem que ter um tempo de resposta em malha fechada no mínimo até 20 vezes o período de comutação. Foi escolhido um  $\xi = 1$  de forma a obter um sistema com uma resposta o mais criticamente amortecida possível, tal como se pode verificar pela ausência de *overshoot* nas curvas de potência no lado das baterias.

Dado que o controlador projectado tem componente integrativa, é um bom princípio implementar uma estratégia de *anti-windup* de forma a salvaguardar a possibilidade de saturação do integrador. Uma das possíveis fontes de degradação da performance de um controlador acontece quando a sua saída satura devido ao fenómeno de *windup* do integrador pois quando é aplicada uma mudança no *set-point*, a variável controlada, pode atingir o limite, e neste caso, o controlador opera no seu limite máximo ou mínimo, independentemente do valor de saída do processo. Assim, o erro diminui muito lentamente e o termo integral torna-se cada vez maior (*winds up*), o que leva a maiores *overshoots* e tempos de estabelecimento (*settling times*). A estratégia implementada é designada por *back-calculation*, que consiste na redução ou aumento do integral (quando a saída do controlador é respectivamente maior que o limite superior ou menor que o limite inferior), através da realimentação da diferença entre o controlo de sinal saturado e não saturado a uma taxa designada de *trackling time* (*tt*) [44]. Assim, este mecanismo (presente na Figura 20) mantém o sistema de malha fechada num domínio linear, evitando comportamentos não desejados por parte do sinal de controlo modulado, sendo a sua constante de *trackling time* obtida através do quociente entre  $K_I$  e  $K_P$  [45].

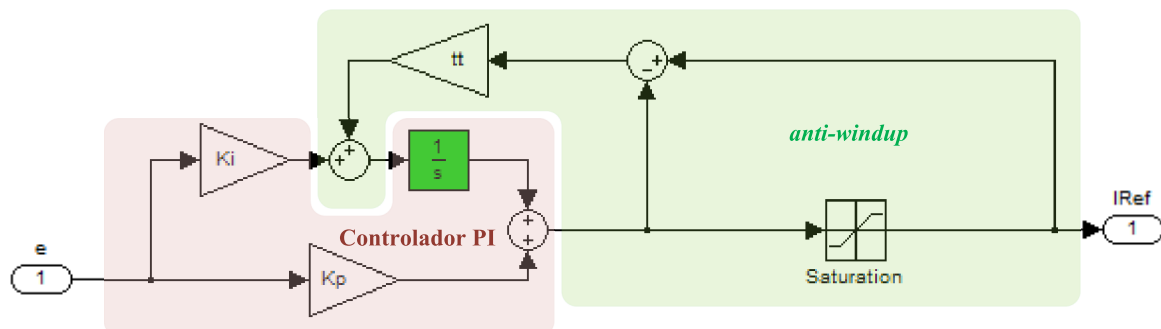


Figura 20: Esquemático exemplificativo da metodologia de *anti-windup* utilizada.

Para além disto, foi implementado ainda um filtro passa-baixo, para compensar o zero em malha fechada, de modo prevenir o *overshoot* da corrente, tendo sido dimensionado através de (40).

$$\tau = \frac{K_P}{K_I} \quad (40)$$

A utilização de um *loop* externo ao de corrente que efectua o controlo de tensão, permite assegurar a rejeição de perturbações no  $DC_{bus}$  e nas baterias, consoante o modo de funcionamento. Este encadeamento de controladores mantém-se funcional desde que o *loop* de tensão tenha uma resposta 10 vezes mais lenta que o de corrente, tal como é referido em [39]. Assim, foi projectado um outro controlador PI, para controlo da tensão seguindo uma estratégia semelhante ao de corrente, gerando uma referência de corrente, que é o *set-point* do controlador previamente descrito. Esta cascata de controladores é possível considerando que não existem perdas no *chopper*, e que a energia que o  $L_{Chopper}$  armazena é muito inferior à do  $C_{bus}$  podendo assim ser assumido, que a energia presente num extremo deste conversor chega na totalidade ao outro, sendo estabelecida em termos médios a relação (41).

$$V_{BAT} \cdot I_L = V_{Cbus} \cdot I'_L \Leftrightarrow V_{Cbus} = \frac{I_L}{I'_L} \cdot V_{BAT} \Leftrightarrow \frac{V_{BAT}}{V_{Cbus}} = \frac{I'_L}{I_L} \quad (41)$$

Retomando a equação (25), pode-se reescrevê-la da forma que se apresenta em (42) após a aplicação da transformada de Laplace.

$$I = -I_C + I'_L \Leftrightarrow I'_L = I + I_C \Leftrightarrow I'_L = I + C_{bus} \cdot V_{Cbus} \cdot S \quad (42)$$

Da junção de (41) e (42) resulta a equação não-linear de 1º ordem (43).

$$I'_L = I + C_{bus} \cdot S \cdot \frac{I_L}{I'_L} \cdot V_{BAT} \quad (43)$$

Sendo  $V_{Cbus}$  e  $V_{BAT}$  variáveis mesuráveis, através de (43) podemos decidir, se queremos controlar a tensão das baterias ou do  $DC_{bus}$ , resultando respectivamente, as equações (44) e (45), e consequentemente, duas malhas de controlo distintas como se apresentam na Figura 21.

$$V_{BAT}(S) = \frac{V_{BAT}}{V_{Cbus}} \cdot \frac{1}{C_{bus}S} \cdot (I'_L - I) \quad (44)$$

$$V_{Cbus}(S) = \frac{1}{C_{bus}S} \cdot (I'_L - I) \quad (45)$$

Assim, de forma equivalente ao diagrama apresentado na Figura 19, podemos reutilizar a equação genérica da função transferência de malha fechada com  $P(S) = \frac{1}{C_{bus}S}$  e definindo a dinâmica do controlador de forma semelhante, resultam as equações (46) (47).

$$K_I = W_n^2 \cdot C_{bus} \Leftrightarrow W_n = \sqrt{\frac{K_I}{C_{bus}}} \quad (46)$$

$$\frac{1}{K_P} = \frac{\sqrt{\frac{1}{C_{bus}}}}{\xi 2\sqrt{K_I}} \Leftrightarrow \xi = \frac{K_P \sqrt{\frac{1}{C_{bus}}}}{2\sqrt{K_I}} = \frac{K_P}{2\sqrt{C_{bus} \cdot K_I}} \quad (47)$$

Assim, com respeito a esta dinâmica, foi escolhido novamente um coeficiente de amortecimento unitário, de forma a ter uma resposta criticamente amortecida, que associada às necessidades da velocidade de resposta deste *loop* de controlo, previamente mencionadas, levaram à selecção de uma frequência natural não amortecida de 628 *rad/s*.

Face a esta análise, ficam reunidas as condições para projectar os controladores de tensão e o de corrente previamente descritos (Figura 21), podendo estes ser posteriormente conjugados para obter o controlador final do *chopper*, tal como se apresenta na Figura 22.

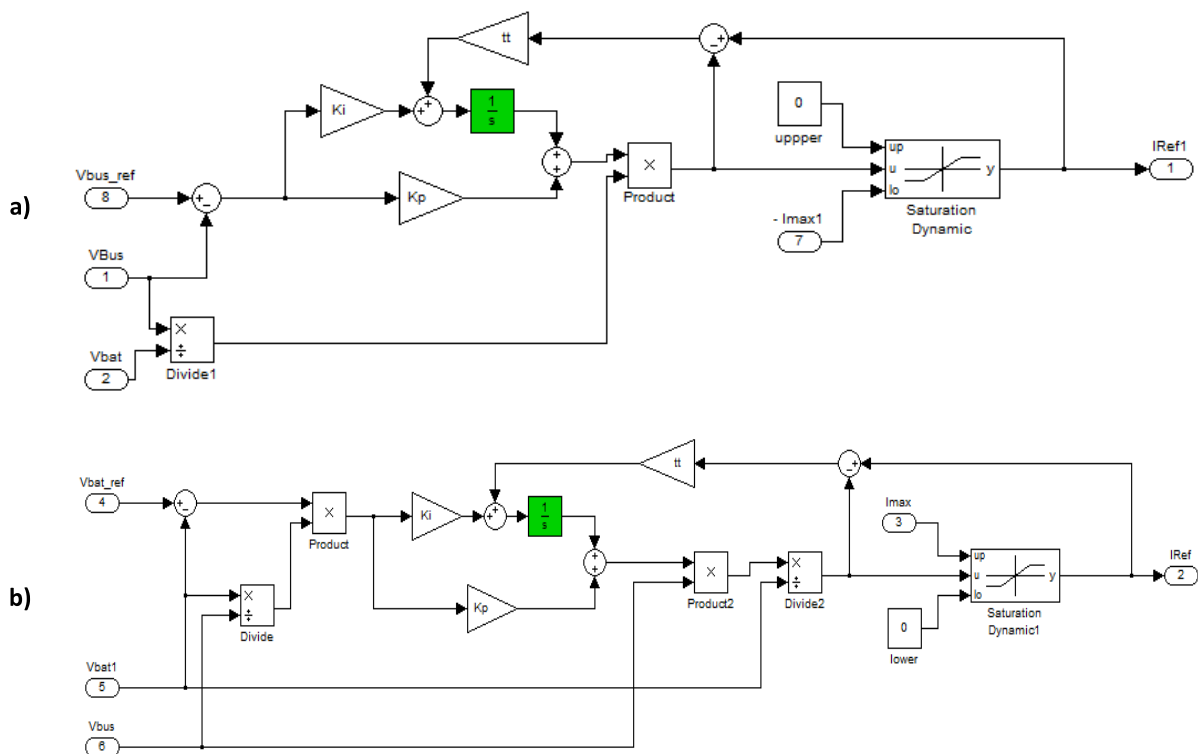


Figura 21: a) Controlador de tensão para o modo V2G (permite controlo da tensão do  $DC_{bus}$ ). b) Controlador de tensão para o modo G2V (permite controlo da tensão nas baterias).

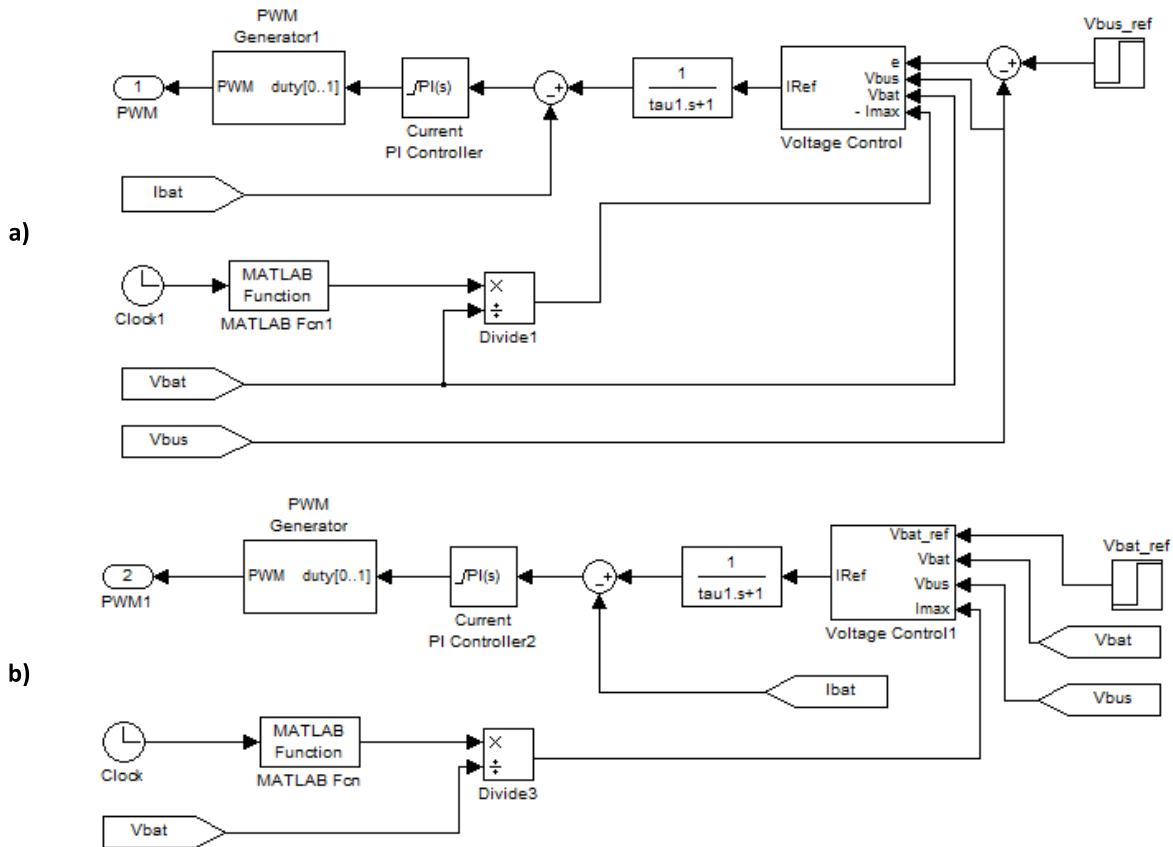


Figura 22: Cascata dos controladores de tensão e corrente para o modo V2G (a) e G2V (b).

### 3.2.2. Controlador do Conversor Reversível (Modo Rectificador)

Este controlador foi estruturado com base na filosofia de controlo implementada no *chopper*, tendo sido utilizada novamente uma cascata de controladores PI de modo a poder combinar referências de corrente e tensão. No entanto, neste caso foi também necessário utilizar uma *phase-locked loop* (PLL) (descrita na secção seguinte) para a obtenção de um sinal que permita controlar a corrente AC, tal como é descrito em [47] [48] [49], tendo o controlador implementado o aspecto apresentado na Figura 23.

A sintonização deste controlador foi elaborada essencialmente com recurso aos conhecimentos heurísticos base associados a controladores do tipo PID. A versatilidade deste tipo de controladores permite que sejam utilizados sem recurso ao modelo analítico do processo, tendo para tal que recorrer-se a abordagens experimentais de sintonização. Assim, contrariamente ao método aplicado no *chopper*, estes controladores foram parametrizados experimentalmente, tendo como base o conhecimento dos seus parâmetros que têm um significado físico bem definido, tal como é descrito no Anexo 5. Desta forma, a estratégia consiste em iniciar a sintonização com  $K_I$  e  $K_D$  nulos e aumentar  $K_P$  até obter uma resposta satisfatória. Procedendo-se posteriormente ao aumento de  $K_I$  até obtermos o erro em regime

estacionário substancialmente eliminado num tempo satisfatório. No entanto, o  $K_P$  por vezes, tem que sofrer pequenos redimensionamentos devido à resposta tornar-se oscilatória pela sua combinação com  $K_I$  [42] [45].

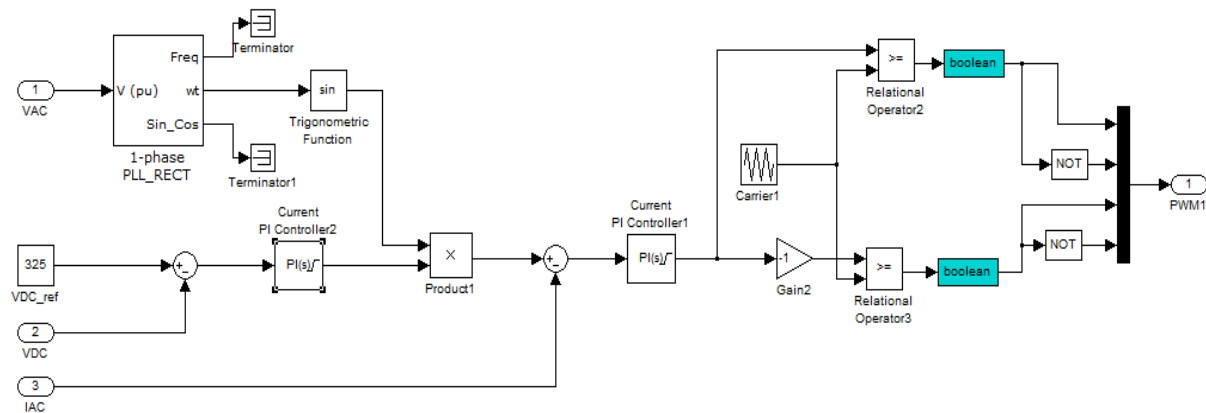


Figura 23: Controlador do conversor reversível (Modo Rectificador – G2V).

### 3.2.3. Controlador do Conversor Reversível (Modo Inversor)

No projecto do controlador para este modo de funcionamento, o controlo da comutação do inversor faz apenas uso da técnica de comutação unipolar (descrita previamente), onde o sinal de controlo é gerado através de uma PLL. Assim, obtemos um sinal de controlo com a mesma frequência do sinal que pretendemos na saída do inversor e com amplitude unitária de forma a poder ser comparado correctamente com o *carrier*. Esta é uma forma simples de podermos operar o inversor, porque a potência no  $DC_{BUS}$  já foi restringida pelo *chopper* neste modo de funcionamento, havendo apenas necessidade de obter sincronismo entre a tensão gerada e a da rede, sendo a malha de controlo do inversor a que se apresenta na Figura 25.

Uma PLL é um circuito que sincroniza um sinal de saída (através de um oscilador) a partir de uma determinada referência. No estado de sincronismo (*locked*), o erro de fase entre o sinal de saída do oscilador e a referência é nula, ou mantém-se constante. Se este erro aumentar, um mecanismo de controlo actua sobre o oscilador de forma a que o erro de fase seja novamente reduzido ao mínimo. Assim, apesar de existirem diversos tipos de PLL, o seu modelo base é composto por um controlador de oscilação de tensão, um detector de fase e um ciclo de filtragem, tal como se apresenta na Figura 24 [46]. Na implementação deste trabalho, foi utilizado o modelo de PLL monofásica disponível na *toolbox* utilizada.

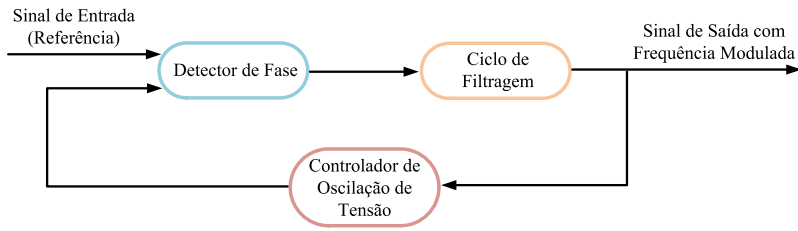


Figura 24: Diagrama de alto nível de uma PLL genérica.

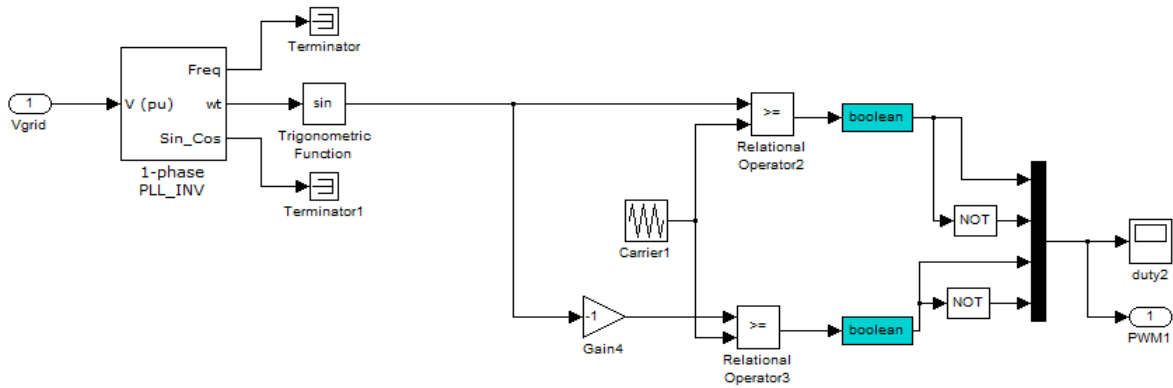


Figura 25: Controlador do conversor reversível (Modo Inversor – V2G).

Tendo explicitado todos os componentes constituintes da topologia abordada, é apresentado, na Figura 26 o modelo de simulação do carregador abordado nesta dissertação. Na Tabela 8 é apresentado um resumo dos valores associados aos controladores, elementos passivos bem como tensões e correntes consideradas.

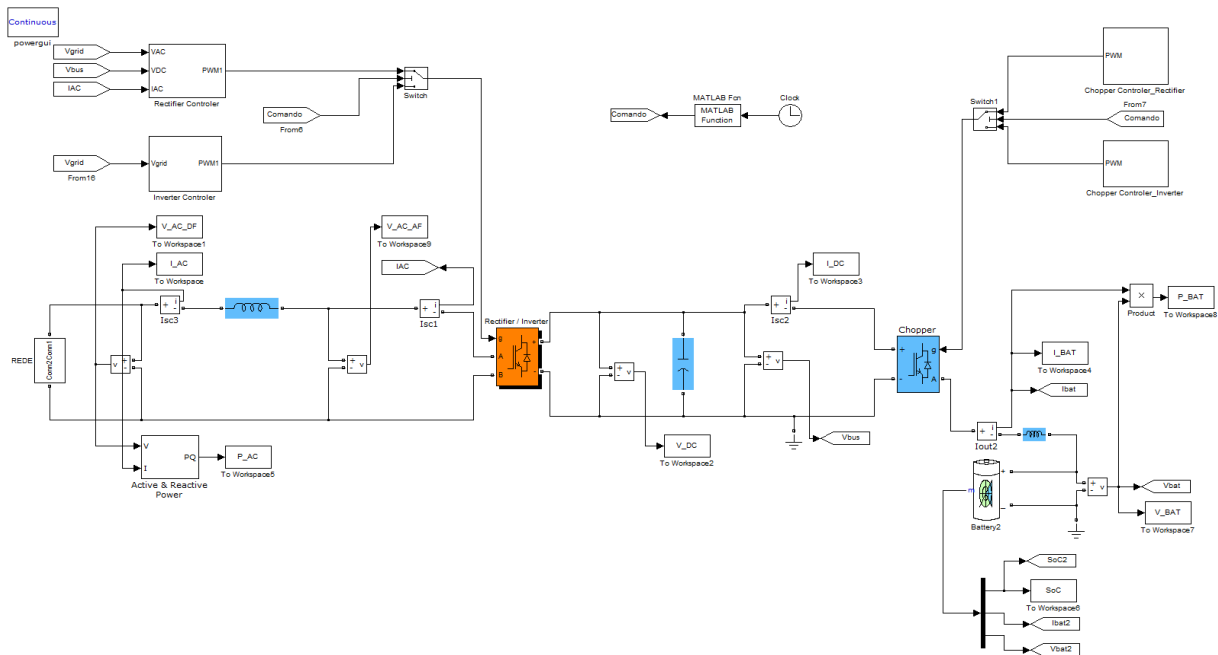


Figura 26: Modelo de simulação completo da topologia abordada para o carregador de VE.

Tabela 8: Especificações Globais do Sistema Simulado.

Níveis Energéticos Admissíveis	
$V_{AC_{RMS}}$	230 (V)
$I_{AC_{MaxRMS}}$	10 (A)
$P_{Max}$	2.3 (kW)
$V_{DC}$	325 (V)
$V_{Bat_{Max}}$	127,5 (V)
$I_{Bat_{Carga/Descarga}}$	30 (A)
Valores dos Elementos Passivos	
$L_{AC}$	7,6 (mH)
$C_{Bus}$	10 (mF)
$L_{chopper}$	1,9 (mH)
Controladores PI	
$f_s$	20 (kHz)
<u>PI Corrente chopper:</u>	
$K_p = 0,0522; K_I = 163,98; tt = 0,0522E^3; \tau = 3,10E^{-4}$	
<u>PI Tensão chopper:</u>	
$K_p = 12,56; K_I = 3,97E^3; tt = 314,15; \tau = 0,0032$	
<u>PI Corrente Rectificador:</u>	
$K_p = 5,2; K_I = 1,3$	
<u>PI Tensão Rectificador:</u>	
$K_p = 11,7; K_I = 0,87$	

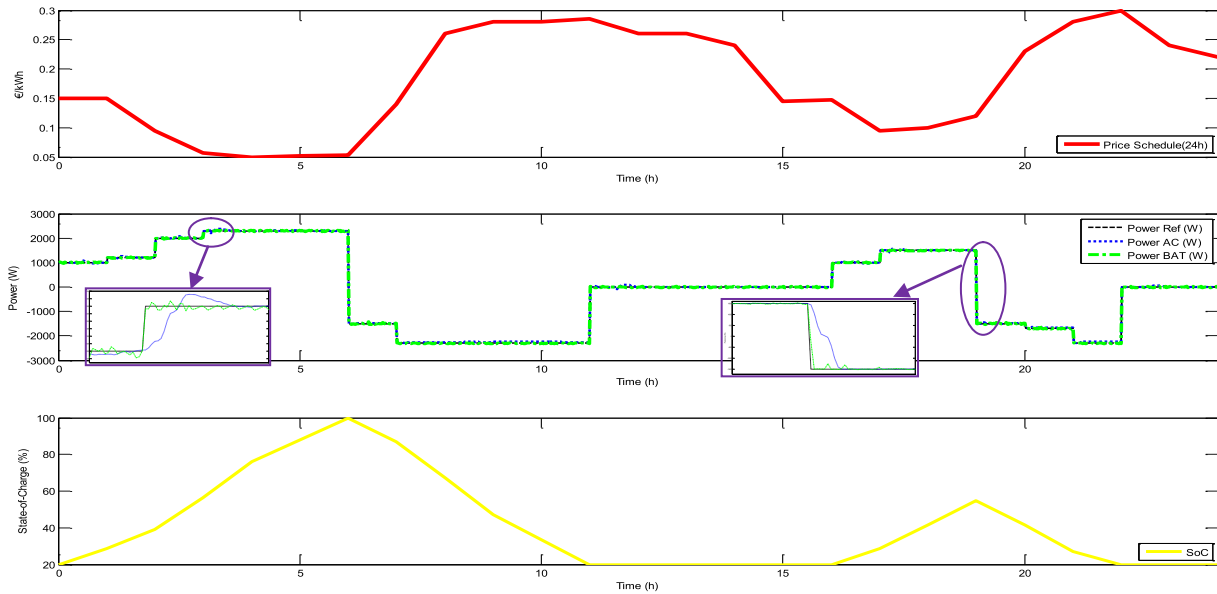
### 3.3. Resultados de Simulação

#### 3.3.1. Perfil de Funcionamento da Topologia Proposta

De modo a poder comprovar o correcto funcionamento do carregador projectado, é apresentado de seguida um possível cenário de compra e venda (i.e. cenário G2V e V2G) entre o consumidor (VE) e o comercializador de energia, onde as decisões que seriam tomadas por parte de um sistema de gestão autónomo de energia (e.g. SAADGE) foram definidas pelo autor face à curva de referência para a evolução do preço da energia. O objectivo passa por minimizar os custos com a energia do consumidor nas trocas energéticas efectuadas, sendo assim evidenciadas as vantagens na aplicação desta tecnologia. Para o cenário de simulação apresentado na Figura 27 foi considerado que o VE é o 2º automóvel da família, tipicamente utilizado em dias úteis que está associado a uma habitação aleatória. Assim, podemos considerar que existe a possibilidade do VE estar ininterruptamente ligado à rede durante um período de 24 horas, como por exemplo nos fins-de-semana e/ou feriados.

No cenário apresentado é considerado um *State-of-Charge* (SoC) de 20%, como ponto de partida, o que significa que a energia armazenada até este ponto foi gasta através de trocas energéticas com a rede ou devido a possíveis deslocações.





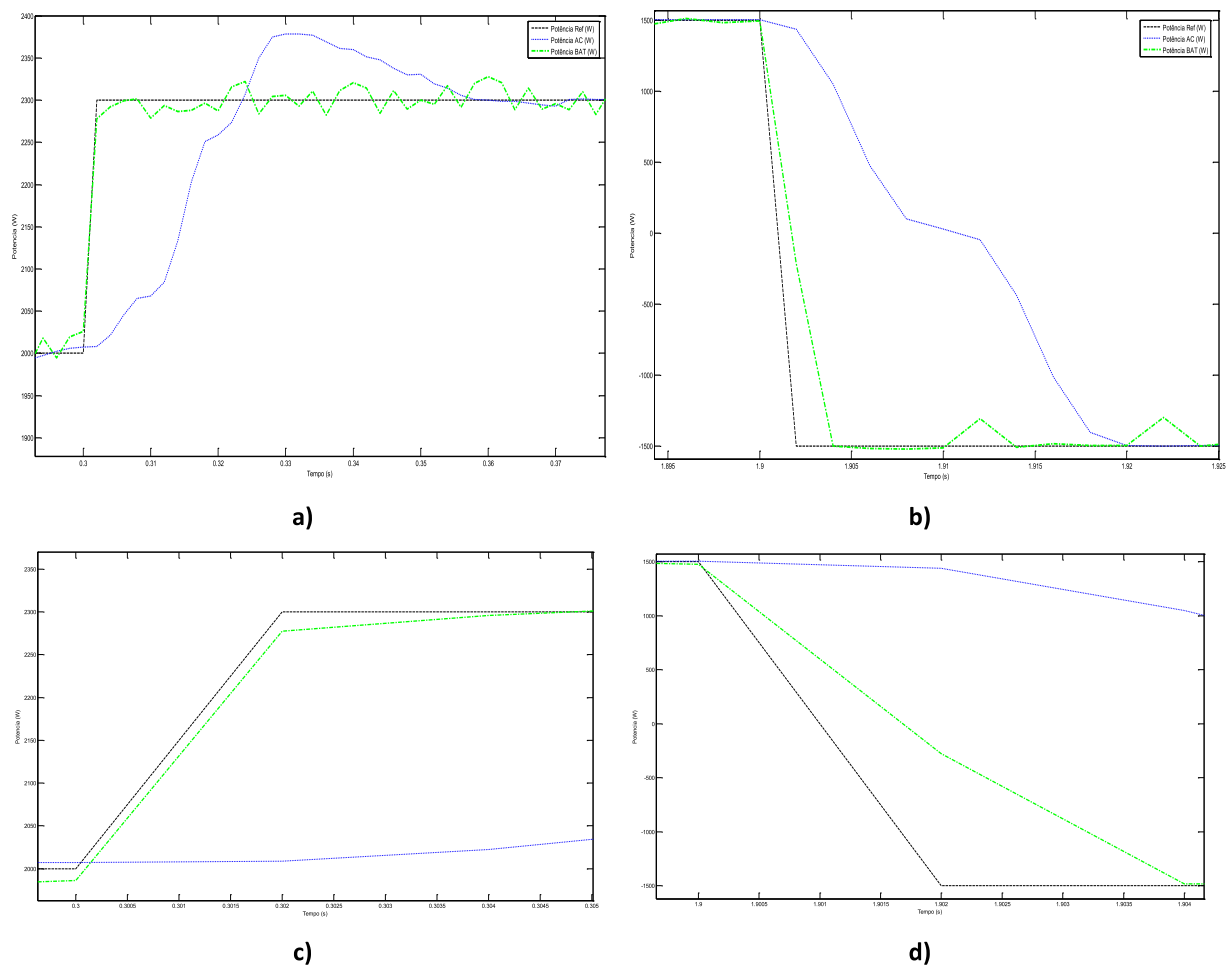
**Figura 27: Resultados de simulação para cenário de tarifa variável com possível decisão do SAADGE.**

À semelhança do que foi descrito no início desta dissertação, face ao perfil apresentado, os consumidores terão sempre o custo de carga do VE minimizado, sem terem que se preocupar com horários ou tarifas. O facto de o carregador ser adaptável a vários níveis de potência permite flexibilidade na gestão da energia não só entre o VE e a rede eléctrica, mas também entre outras cargas domésticas que tenham uma prioridade superior de funcionamento em determinado momento. Desta forma, e tal como é possível reter da Figura 27, a compra da energia (carga) é efectuada recorrendo a um nível mais elevado de potência à medida que o preço da energia diminui, sendo efectuada a venda de energia armazenada no VE quando o preço da energia eléctrica é mais elevado. Contudo, o nível de SoC a par com a disponibilidade do proprietário (não contemplado), são condicionantes para que se concretize este processo de compra e venda de energia.

É importante ter em conta que muitas das futuras capacidades e características dos sistemas semelhantes ao SAADGE, tais como cruzamento de informação entre condições climáticas, necessidades energéticas de outras cargas domésticas e o perfil do utilizador, não são objecto de estudo nesta dissertação e como tal todos os resultados apresentados não as contemplam. As decisões de gestão de carga apresentadas são premeditadas, havendo apenas interesse em demonstrar a resposta do carregador face a vários níveis de potência e estimar alguns benefícios que o consumidor conseguirá obter, nomeadamente em comparação com perfis de preço de energia eléctrica actualmente mais usuais, tal como se apresenta em [5].

### 3.3.2. Análise aos Modos de Funcionamento do Carregador

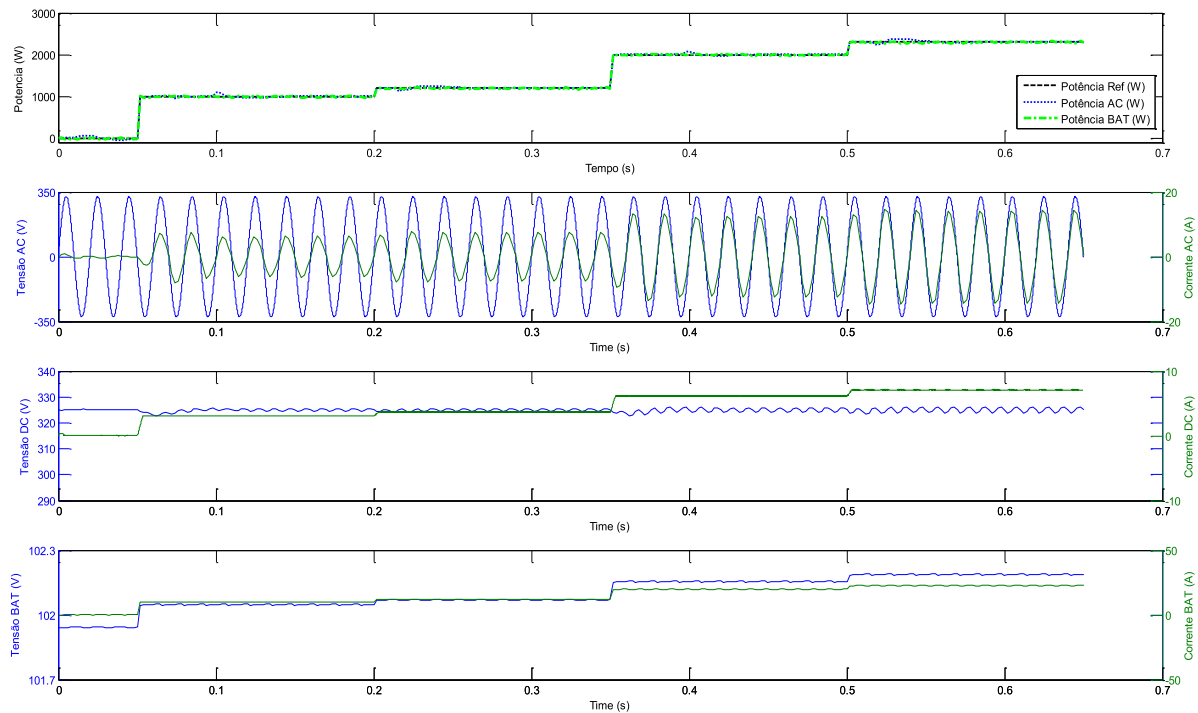
Nesta secção, iremos abordar mais detalhadamente o comportamento da topologia do carregador estudado. Esta análise será efectuada em cada um dos segmentos da topologia do carregador (i.e. lado AC, no  $DC_{BUS}$ , e nas baterias) para os mesmos níveis de potência apresentados no cenário da Figura 27, tal como podemos ver na Figura 29, dispostos sequencialmente para uma melhor compreensão. São também analisados alguns dos transitórios na Figura 28 de forma a obter a percepção da resposta dos controladores.



**Figura 28:** a) b) Demonstram alguns comportamentos transitórios abordados na Figura 22 entre diferentes *set-points* de potência, no caso G2V e V2G, respectivamente. c) e d) Demonstram respectivamente com mais detalhe os transitórios referentes às situações a) e b), relativas ao comportamento do *chopper*.

Através da análise da figura anterior é possível verificar que os transitórios obtidos no conversor bidireccional AC/DC (Figura 28 a) e b)) tem um *settling time* em torno dos 50 ms (no pior caso), enquanto que no *chopper* (Figura 28 c) e d)) a resposta demora cerca de 5 ms, o que é aceitável, tendo em vista a aplicação em causa. Esta diferença de tempos de resposta

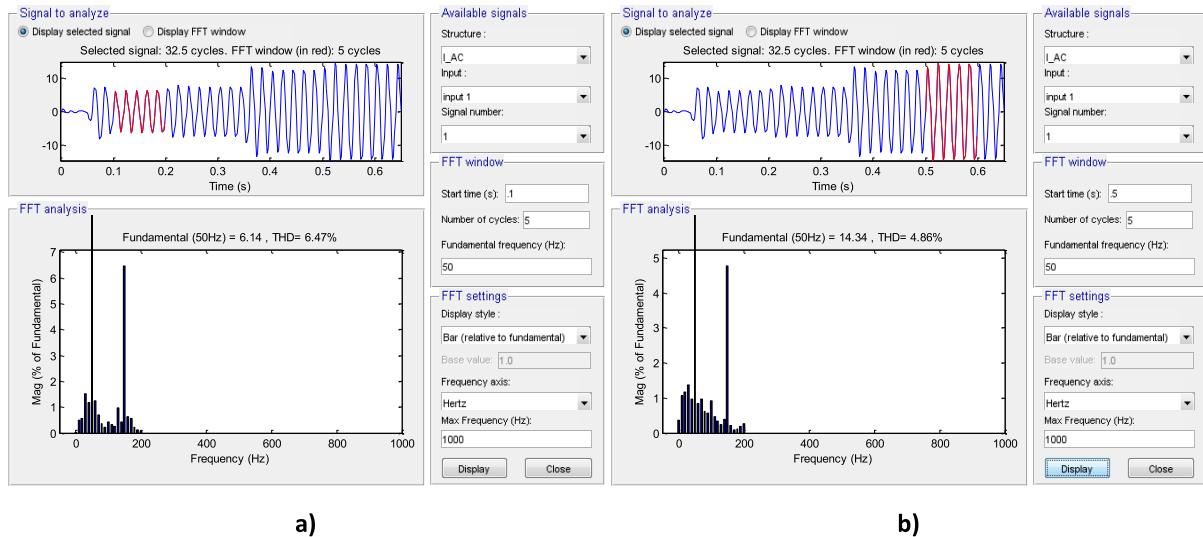
deve-se essencialmente aos métodos de sintonização dos controladores utilizados para cada conversor, sendo notório o menor *overshoot* na resposta do *chopper* face a sua sintonização para um coeficiente de amortecimento unitário.



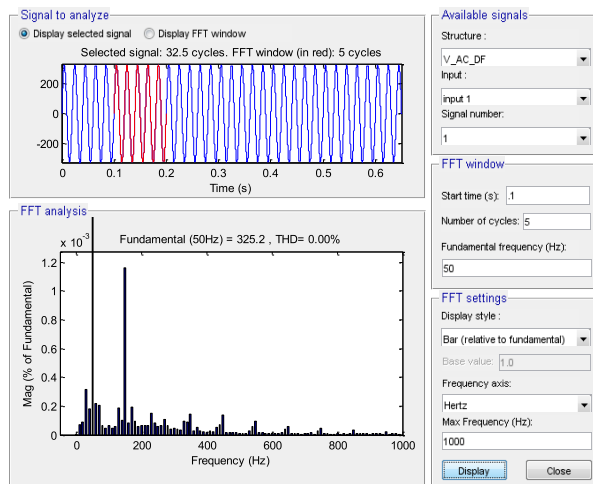
**Figura 29: Níveis de potência e formas de onda de tensão e corrente no lado AC, no  $DC_{BUS}$  e nas baterias, para o modo G2V com SoC inicial de 20%.**

Na análise na Figura 29 podemos constatar que tendo em conta os valores eficazes das ondas de tensão e corrente em cada zona do carregador, temos como seria expectável, o respectivo nível de potência.

Na Figura 30, Figura 31, Figura 33 e Figura 34, é apresentada uma análise de distorção harmónica para ambos os modos de funcionamento do conversor reversível AC/DC, podendo concluir-se que este ao operar como rectificador e inversor permite obter formas de onda de corrente e tensão com baixo índice de THD. As figuras mencionadas retratam a análise de THD para o valor mínimo e máximo de potência (e consequentemente de corrente), dos perfis apresentados na Figura 29 e Figura 32 para o caso G2V e V2G, respectivamente. Posto isto é possível perspectivar-se que o carregador projectado tenha um reduzido impacto, em termos de QE, no seu ponto de interligação.



**Figura 30: Análise de distorção harmónica para o valor mínimo (a) e máximo (b) considerado para a corrente AC, associada aos respectivos níveis de potência no modo G2V.**



**Figura 31: Análise de distorção harmónica para a tensão AC, no modo G2V.**

Do mesmo modo, analisou-se a situação de V2G. Nessa análise importa referir que o conversor reversível AC/DC ao operar como inversor, leva a que as correntes lidas tenham polaridade oposta ao caso anterior (G2V), pois a polaridade dos instrumentos de medida (na simulação) não é alterada, o que leva a que do lado AC exista um desfasamento de  $180^\circ$  entre a corrente e a tensão. À semelhança dos dados apresentados para o rectificador, é também possível verificar que existe uma correcta correspondência entre os níveis de potência e respectivas tensões e correntes eficazes em jogo no sistema.

Para estes testes foi considerado um SoC inicial de 50%, tal como se pode constatar pelos níveis de tensão associados aos terminais das baterias na Figura 32.

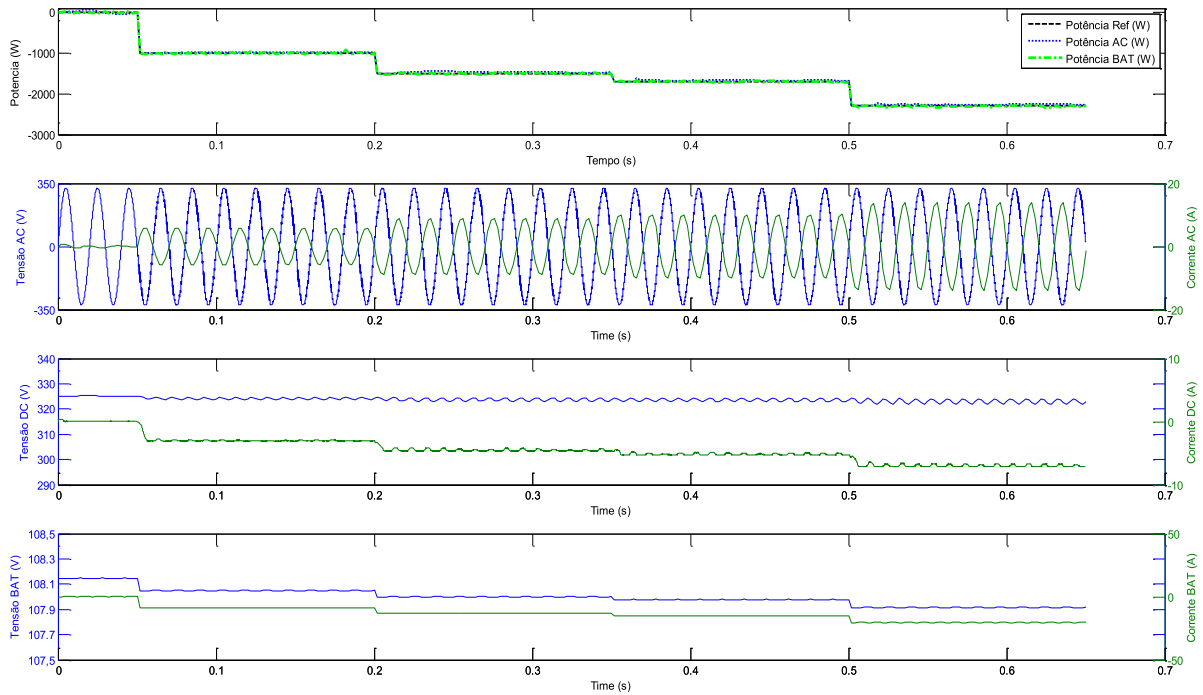


Figura 32: Níveis de potência e formas de ondas de tensão e corrente no lado AC, no  $DC_{BUS}$  e nas baterias, para o modo V2G, com SoC inicial de 50%.

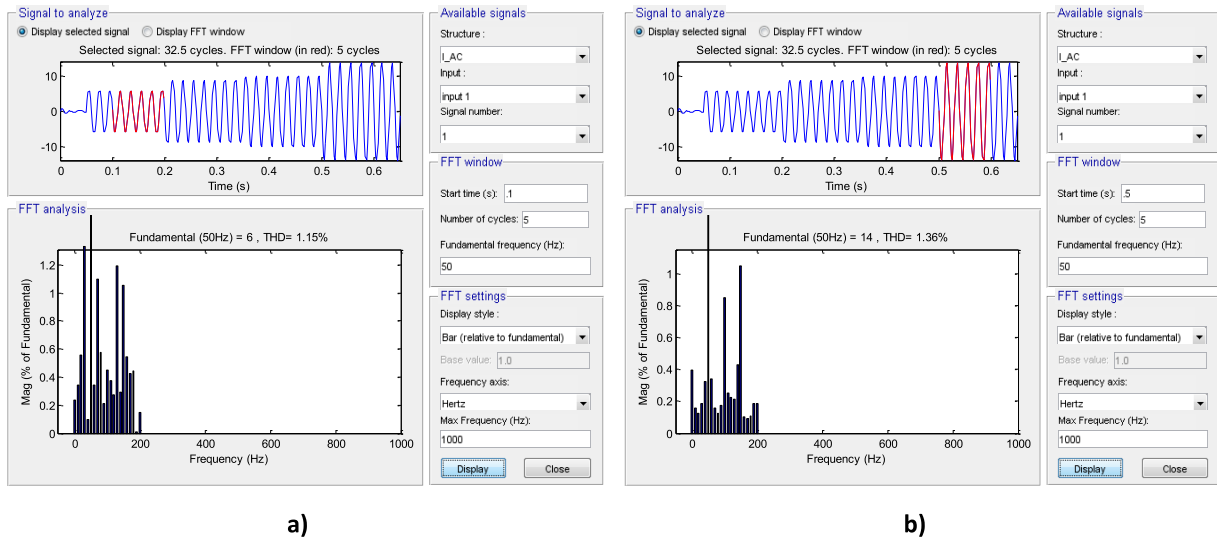


Figura 33: Análise de distorção harmónica para o valor mínimo (a) e máximo (b) considerado para a corrente AC, associada aos respectivos níveis de potência no modo V2G.

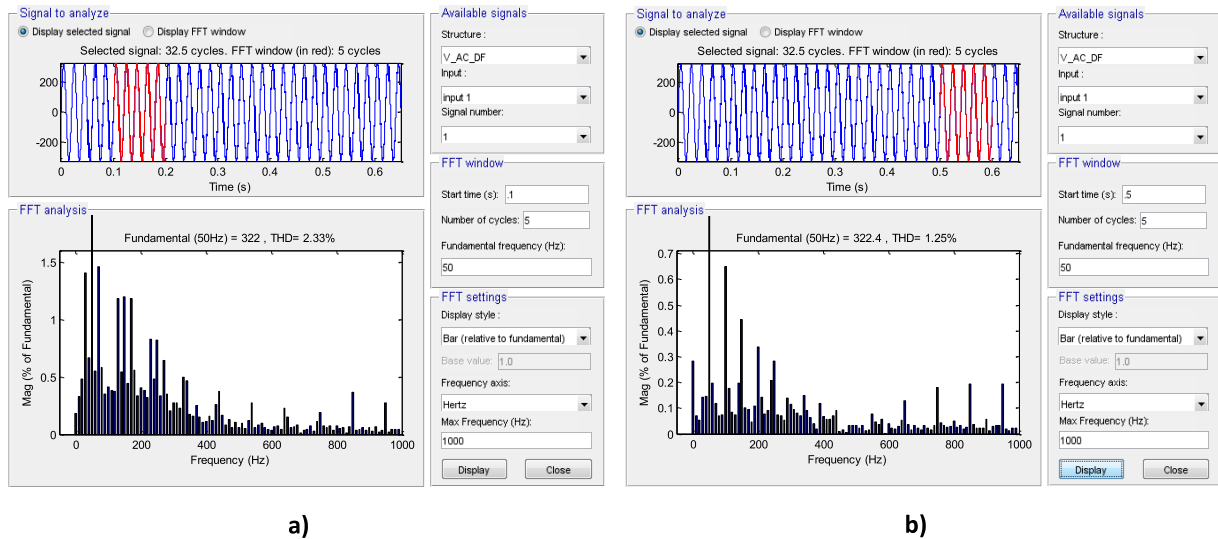


Figura 34: Análise de distorção harmónica da tensão do lado AC associada respectivamente aos níveis de potência e consequentemente de corrente mínimo (a) e máximo (b)), no modo V2G.

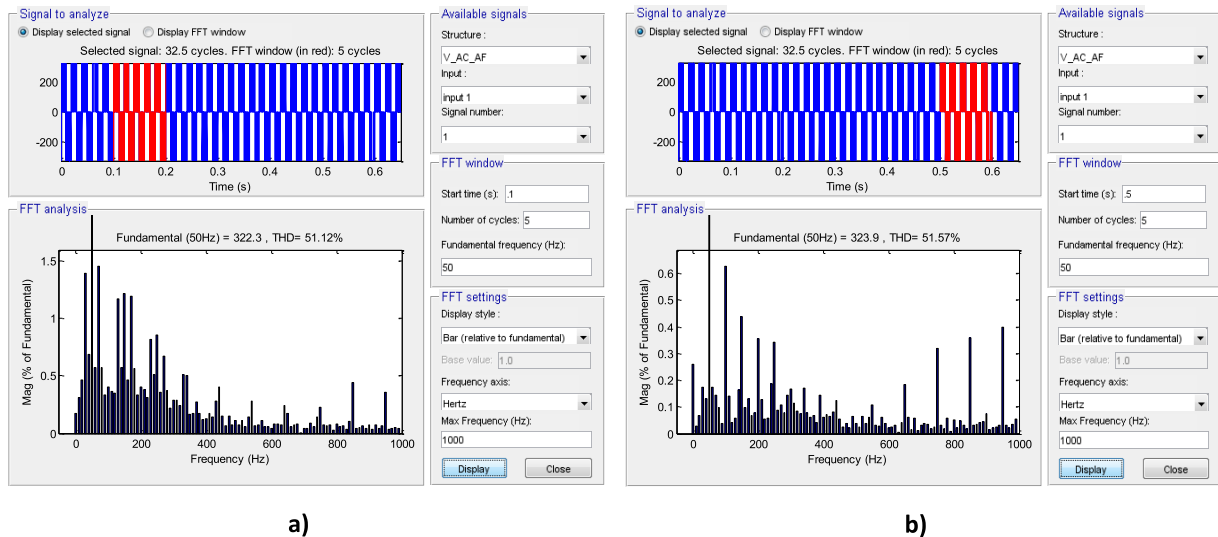


Figura 35: Análise de distorção harmónica da tensão do lado AC (antes do filtro indutivo), associada respectivamente aos níveis de potência e consequentemente de corrente, mínimo (a) e máximo (b)), no modo V2G.

Analisando a Figura 34 e a Figura 35, é possível constatar que o filtro indutivo AC dimensionado permite reduzir o THD da tensão gerada significativamente, passando de 51.57% para 1.25%, com o nível de potência mais elevado (b)). Verifica-se ainda que a técnica PWM utilizada para realizar a ondulação da tensão funciona correctamente, como mostra a Figura 35. Essa técnica induz principalmente harmónicos de elevada frequência, o que não afecta significativamente a distorção da onda da tensão, sendo que os de baixa frequência são facilmente atenuados pelo filtro AC previamente dimensionado, tal como se comprova por comparação das duas figuras acima apresentadas. Estes resultados perspectavam a possibilidade de se implementar com sucesso um carregador reversível com

baixo impacto na rede de alimentação doméstica ao contrário de alguns actualmente existentes no mercado (apresentados em [14]).





## 4. Validação Experimental

Neste capítulo apresenta-se a construção do *setup* experimental, com vista à validação da topologia do carregador abordado nesta dissertação, bem como os resultados experimentais obtidos.

Para este efeito, foi necessário seleccionar vários componentes de *hardware*, como os IGBT e os respectivos *drives* (com vista à construção de uma *stack* de IGBTs), seleccionar e implementar sensores para leitura e realimentação dos sinais a controlar, e por fim, assemblar mecanicamente todo o *setup*. Foi ainda, necessário compreender e integrar o processador digital de sinal (DSP) da National Instruments™, que serve de base à implementação da lógica de controlo previamente projectada e gera os sinais PWM para os *drives* dos IGBT.

### 4.1. IGBT e Respectivo Controlador

Após a análise efectuada em torno dos interruptores de potência a utilizar, (tal como foi referido na secção 3.1.1.) foram adquiridos os IGBT da Semikron, modelo SKM100GB12V (Figura 36), que podem operar com tensões e correntes respectivamente de 1200V e 100A podendo estes serem comutados até uma frequência de 20kHz [50]. Para efectuar o comando destes IGBT foram associados *drives* da mesma marca, com a referência SKYPER 32 PRO R UL e que permitem configurar níveis de segurança e outros parâmetros, sendo o *dead time* entre a comutação de cada IGBT de cada braço o mais relevante. Estas configurações são determinadas segundo os dados disponíveis no *datasheet* do fabricante tal como é descrito em [51] [52], e se apresenta na imagem do Anexo 6.

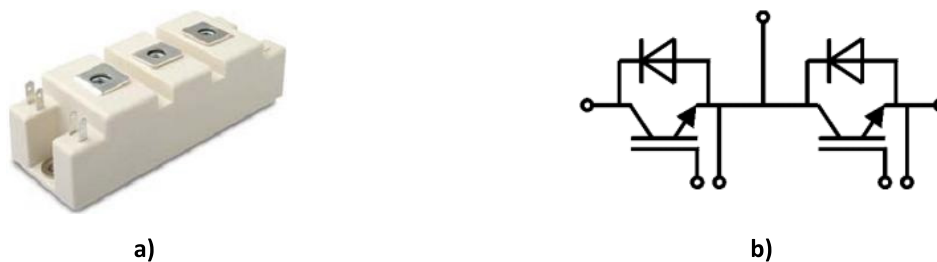


Figura 36: a) Imagem representativa do módulo de IGBTs utilizado. b) Respectivo esquema interno do módulo de IGBT.

### 4.2. Implementação de Sensores

A utilização de sensores para efectuar leitura e realimentação dos diferentes sinais é um aspecto fundamental na compreensão do circuito, bem como no correcto funcionamento dos controladores do mesmo. Assim, a necessidade de aquisição de vários sinais de corrente e tensão do *setup* experimental (AC e DC), aliada ao elevado custo das soluções didácticas já

existentes (i.e. pinças amperimétricas e pontas diferenciais de tensão), houve a necessidade de encontrar soluções mais económicas para este efeito.

A solução encontrada passou pela utilização de transdutores da LEM, nomeadamente o LV 25-P para leituras de tensão e o HY25-P para leituras de corrente, tendo estes como características mais relevantes a linearidade de resposta, imunidade ao ruído externo e dimensões reduzidas [53] [54]. Após a análise dos respectivos *datasheets* foi possível dimensionar alguns componentes electrónicos para condicionamento de sinal, tendo sido também projectadas placas de circuito impresso (PCB), com recurso ao *software* “eagleCAD” de forma a obter um protótipo final mais coeso e robusto tal como se apresenta na Figura 37.

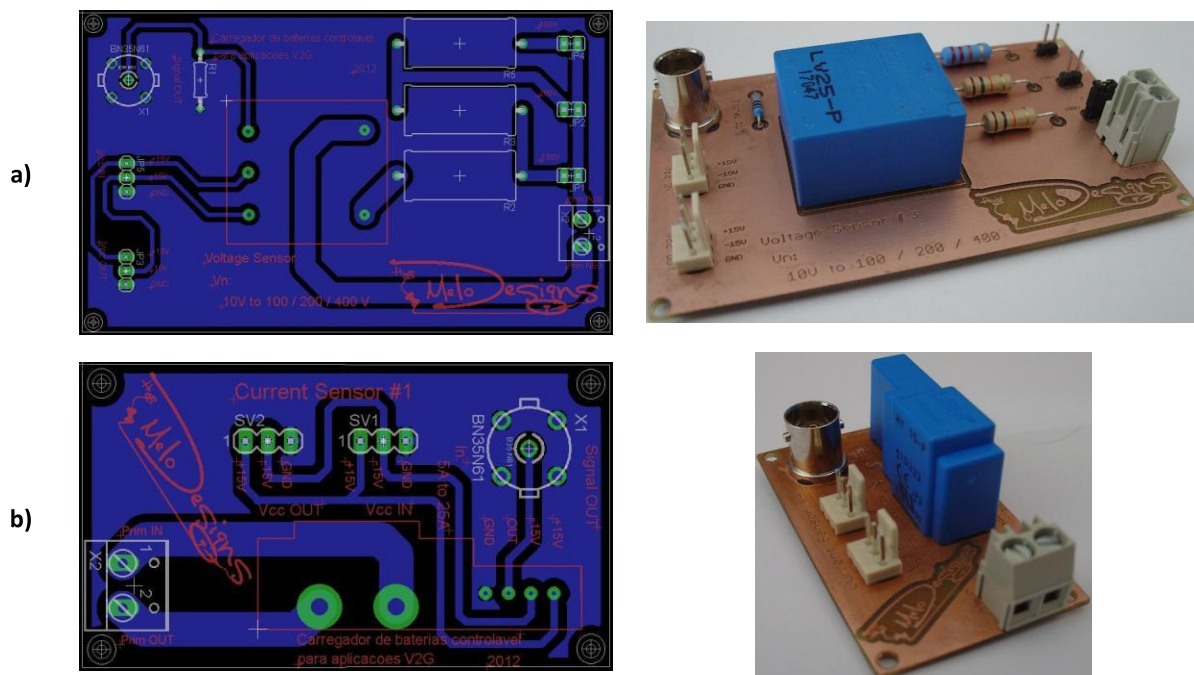


Figura 37: a) *Layout* do PCB para condicionamento do sensor de tensão e respectiva imagem real do mesmo assembled. b) *Layout* do PCB para condicionamento do sensor de corrente e respectiva imagem real do mesmo assembled.

### 4.3. Construção da *Stack* de IGBT

A *stack* de IGBT reúne num só dispositivo os módulos de IGBT e os respectivos *drives*, dissipador de calor, bem como os terminais de acesso a cada ponto do circuito e respectiva cablagem, tal como se apresenta na Figura 38. Na concepção mecânica deste dispositivo foi tida em conta a simplicidade e facilidade de acesso aos vários pontos da *stack* de modo a poderem ser ligados outros elementos (e.g. condensadores, bobinas, sensores, etc.) de forma rápida e intuitiva, sendo ainda oferecida flexibilidade na ligação entre cada módulo de IGBT, através da alteração da furação dos barramentos em alumínio.

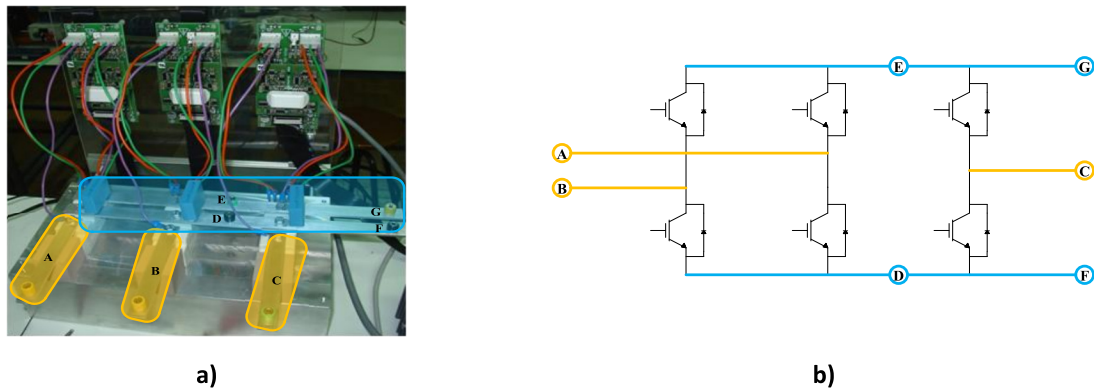


Figura 38: a) Imagem da *stack* de IGBT construída. b) Respectivo esquema de ligações implementadas.

#### 4.4. Processador Digital de Sinal

Existem actualmente algumas opções relativamente à escolha de unidades de processamento indicadas para a implementação em sistemas reais como o que esta tese aborda. Algumas das soluções mais relevantes são as tecnologias da dSPACE e da National Instruments™ que conferem capacidade de memória, processamento, interface e robustez suficientes para controlar por completo e em tempo real inúmeros sistemas.

O sistema utilizado é da National Instruments™ e designa-se por *Compact Reconfigurable Input Output (CompactRIO ou cRIO)*. O cRIO é um sistema reconfigurável embebido de controlo e aquisição. A arquitectura robusta deste equipamento é formada por um chassi com uma *Field-Programmable Gate Array (FPGA)* reconfigurável que estabelece o interface com os módulos de entrada e saída (E/S) e um controlador de tempo real também reconfigurável, responsável pela comunicação e processamento, tal como se apresenta na Figura 39. Além disso, o cRIO é programado com o uso das ferramentas de programação gráfica da National Instruments™ (LabVIEW), (tal como se apresenta no Anexo 7 algum do código desenvolvido) e pode ser associado a várias aplicações que necessitem de sistemas de controlo e monitoração embebida [55].

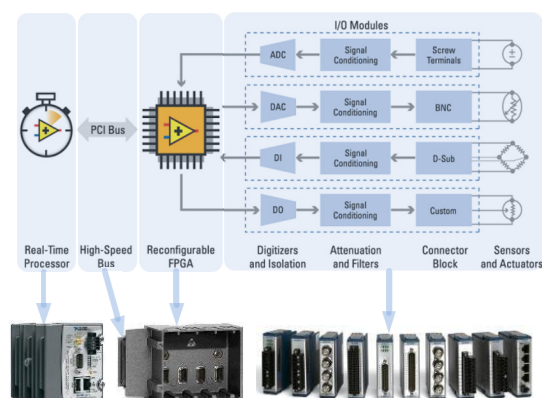


Figura 39: Arquitectura do sistema embebido reconfigurável e respectiva correspondência de hardware. Adaptado de [55].

## 4.5. Resultados Experimentais

Tendo em conta que todo o trabalho foi efectuado de raiz no âmbito desta dissertação, os testes experimentais efectuados para a validação inicial do carregador apresentado foram elaborados com recurso aos mesmos níveis de potência que se apresentam na Figura 22, com uma atenuação de 5 vezes, tendo o perfil neste caso a duração total de 10 minutos. Assim, é possível obter um conhecimento gradual da dinâmica real de todo o *setup* (que se apresenta na Figura 40), sendo possível restringir a ocorrência de algumas falhas, inerentes a procedimentos iniciais de validação, que possam pôr em causa a integridade do equipamento. Este é um procedimento tipicamente efectuado na validação experimental de sistemas deste tipo e largamente referenciado na literatura [39] [56] [57].

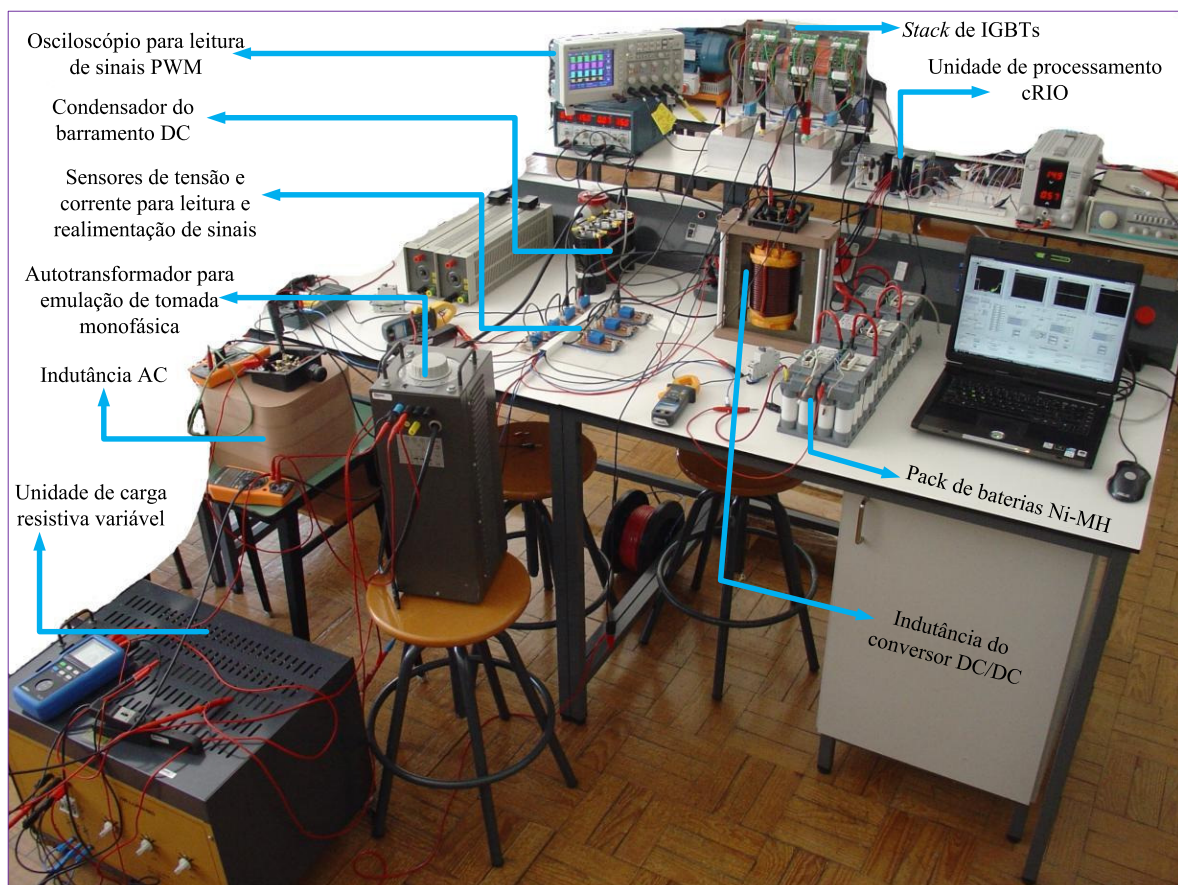


Figura 40: Imagem representativa do *setup* experimental utilizado e respectivos componentes

As figuras que se apresentam de seguida permitem analisar as curvas de tensão, corrente, SoC e potência nas baterias, no  $DC_{BUS}$  e no lado AC, à semelhança dos resultados de simulação anteriormente apresentados. Importa referir que por questões de disponibilidade de *hardware*, foram utilizados dois *packs* de baterias (Ni-MH), em paralelo, com uma tensão

nominal de 36 (V). Esta tecnologia é diferente das de Li-ion previamente estudadas e analisadas aquando do trabalho de simulação.

#### 4.5.1. Perfil de Funcionamento *Chopper*

Na Figura 41 e Figura 42 apresentam-se, respectivamente, as formas de onda obtidas de tensão, corrente e potência nas baterias e no  $DC_{BUS}$ , e evolução do SoC das baterias, para o perfil previamente indicado.

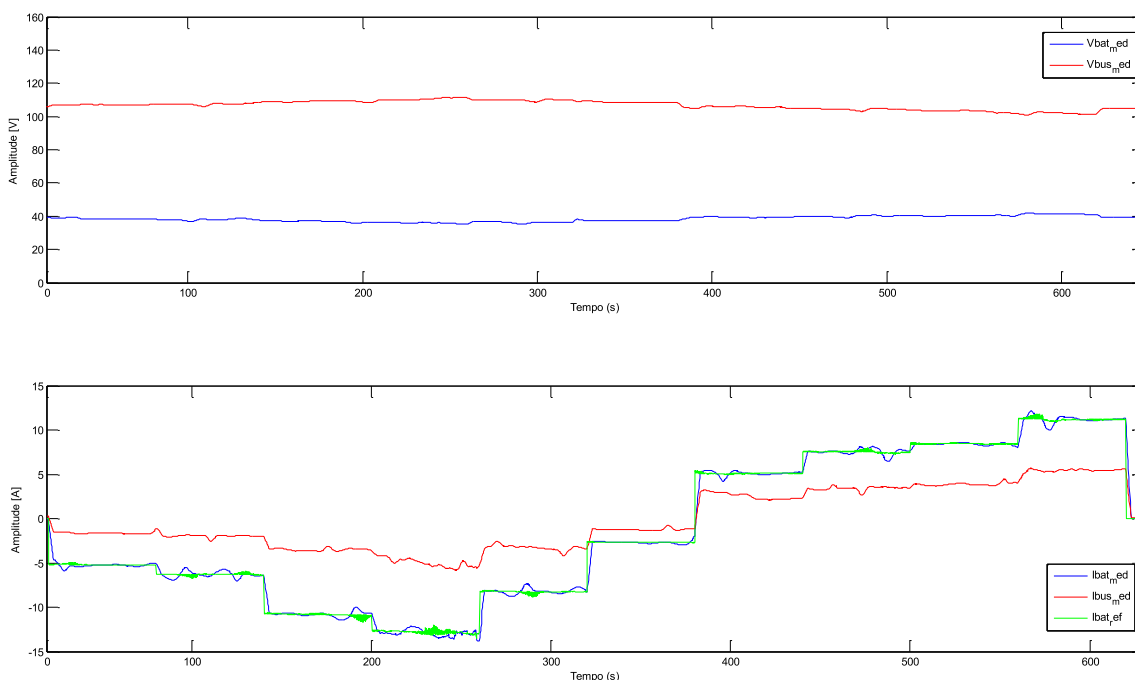


Figura 41: Níveis de tensão e corrente obtidos nos dois lados do *chopper*.

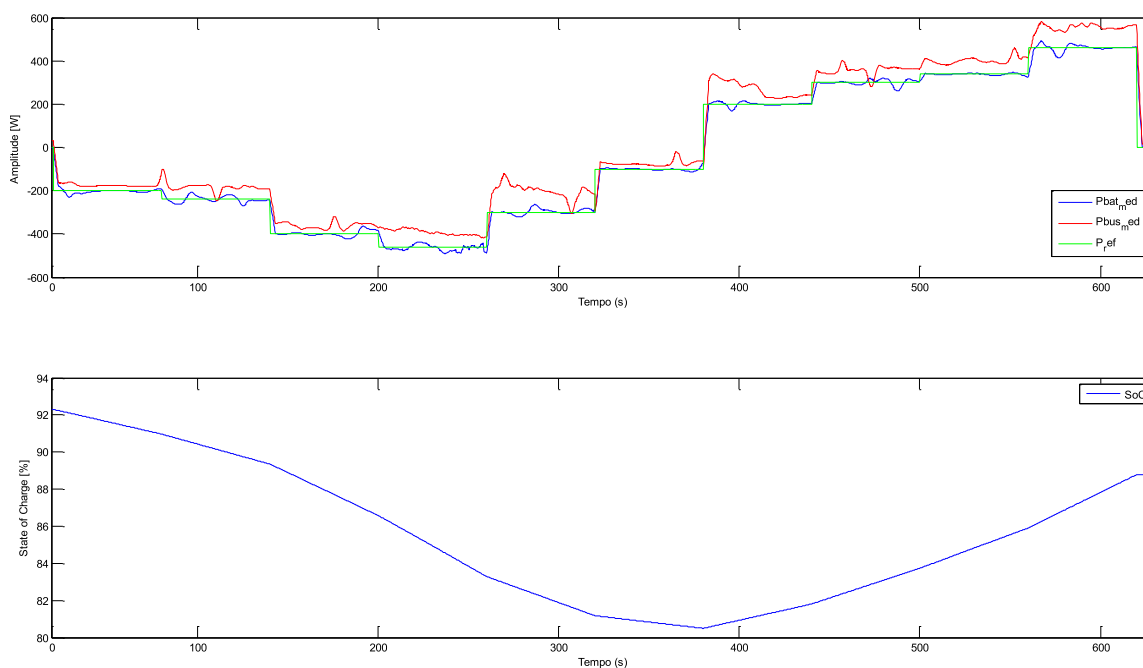


Figura 42: Níveis de potência testados experimentalmente e respectiva evolução do SoC das baterias.

Das duas figuras anteriores podemos verificar que as correntes vão sendo ajustadas consoante a referência de potência dada, estando as tensões em torno dos valores espectáveis, nomeadamente no  $DC_{BUS}$ . A tensão nas baterias não sofre alterações acentuadas devido ao *pack* ser constituído por células de boa capacidade pouco utilizadas, na configuração previamente descrita, e devido ao facto de não serem sujeitas a elevados níveis de potência durante mais de um minuto.

O valor das potências registadas permitem verificar o correcto estabelecimento em torno do seu *set-point* para as situações de carga e descarga, tendo o *chopper* uma eficiência bastante razoável, atendendo à discrepância entre as características nominais do *setup* e as potências utilizadas nesta primeira validação experimental.

Na Figura 43 e Figura 44 é apresentado um caso de carga das baterias em torno dos 460 W, onde o seu SoC converge para os 100%, sendo possível observar o correcto acompanhamento da curva de potência e a diminuição da corrente de carga necessária.

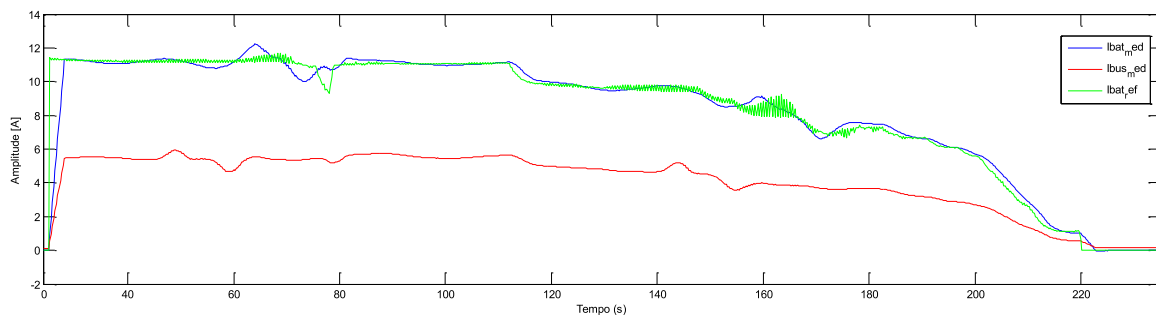


Figura 43: Evolução da corrente injectada nas baterias até o seu SoC ser 100%.

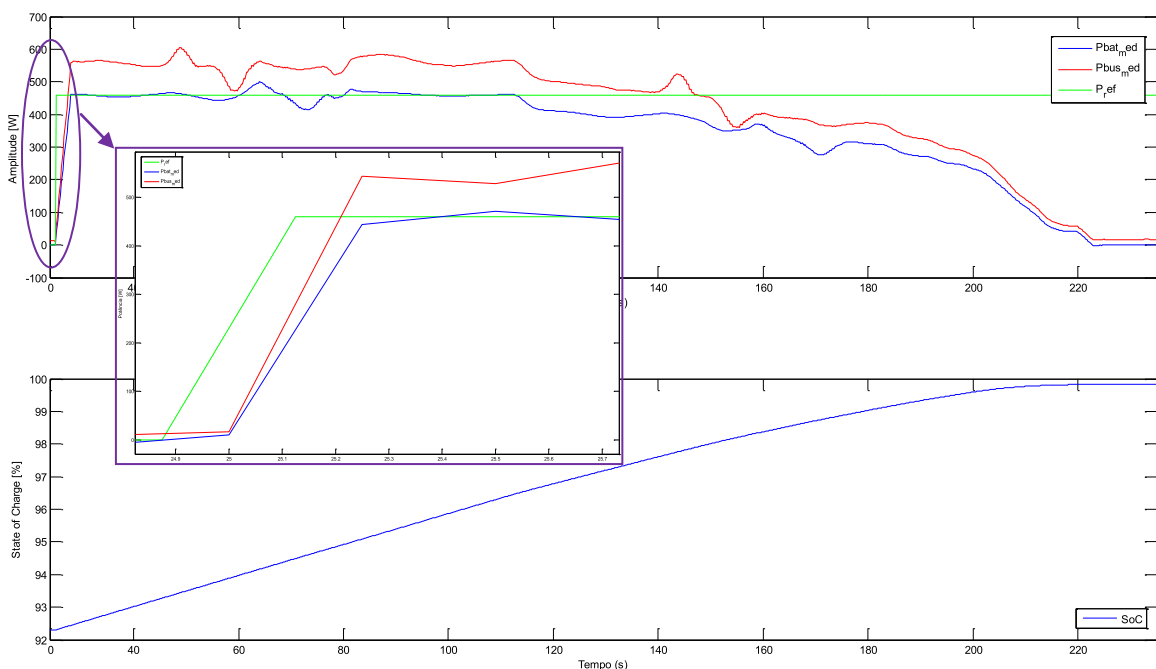


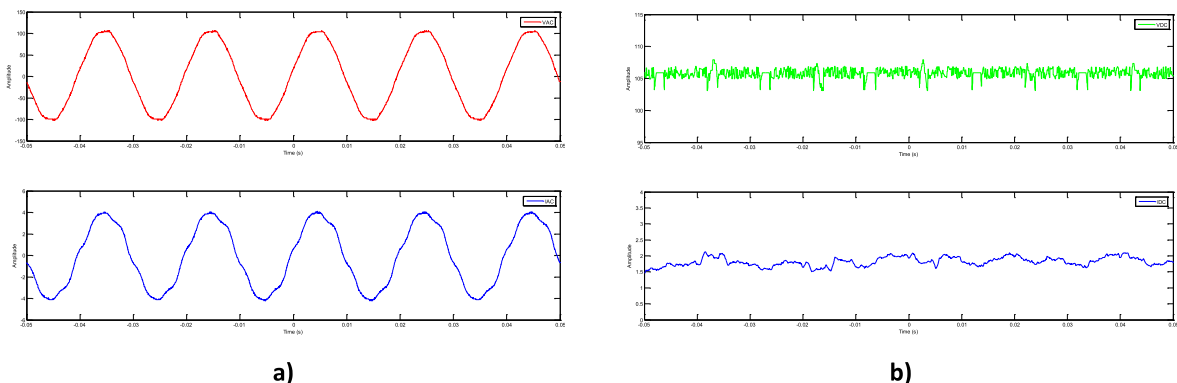
Figura 44: Evolução do perfil de potência de carga das baterias quando a evolução do SoC destas se aproxima dos 100%.

As figuras anteriores apresentam um transitório que tem um tempo de estabelecimento de cerca de 0,5 segundos (entre 0 e 460 W), havendo portanto alguma diferença face aos valores dos transitórios da simulação. Esta diferença é justificável devido a ter sido feita a implementação das malhas de controlo no processador de tempo real da cRIO e não na FPGA. Esta opção foi tomada devido à flexibilidade oferecida por este processador para efeitos de *debug* do código implementado e tempo de compilação, o que não acontece com a FPGA, apesar de esta ter um tempo de resposta muito inferior. Como verificado, o recurso ao DSP da cRIO para implementação dos controladores impõe algumas restrições da taxa máxima de actualização dos controladores PI devido à sua resposta mais lenta.

De referir ainda que na situação de carga apresentada (Figura 44), embora o *set-point* de potência se mantenha fixo, a potência absorvida vai sendo reduzida gradualmente, devido ao facto do SoC se aproximar dos 100%. Com a interligação do sistema inteligente de gestão autónoma, a referência de potência seria automaticamente reduzida neste caso. No entanto, em termos de controlo, é possível verificar que a referência de corrente de carga é reduzida à medida que o SoC se aproxima de 100%, estando portanto o sistema a funcionar como seria esperado.

#### 4.5.1. Perfil de Funcionamento do Rectificador

Para o rectificador são apresentados dados em torno do nível de potência de 200 W, no lado AC e no  $DC_{BUS}$ , tal como se apresenta na Figura 45.

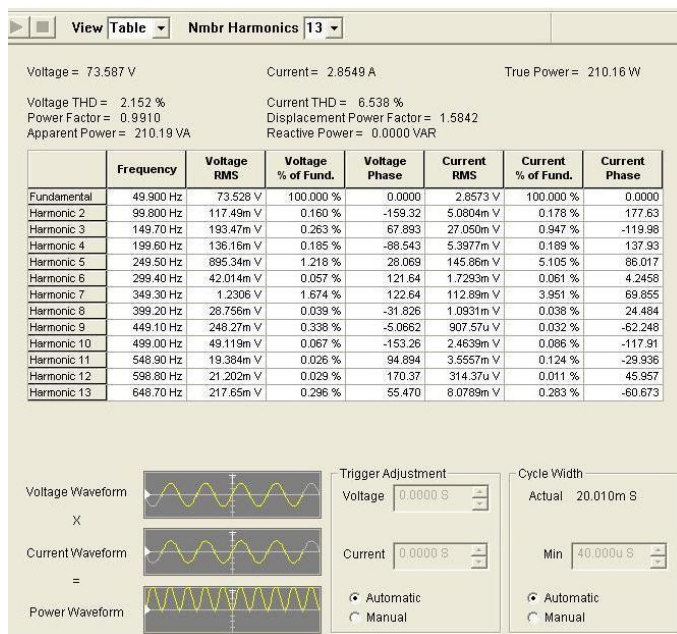


**Figura 45: Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC (a) e no  $DC_{bus}$  (b) para o rectificador com carga de 200 W.**

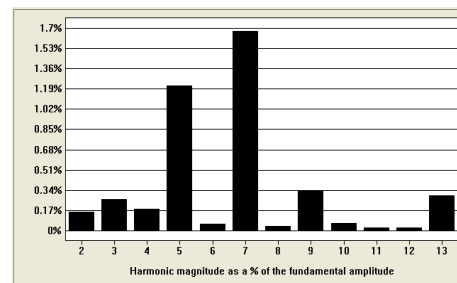
Face às curvas apresentadas na Figura 45, é possível verificar que os valores de pico do lado AC e do  $DC_{BUS}$  se coadunam com o nível de potência atribuído. Para aquisição destes dados foram utilizados equipamentos auxiliares, tais como um osciloscópio digital “Tektronik TDS 224”, uma pinça amperimétrica “Chauvin Arnoux”, uma ponta diferencial

“Elditest GE 8115” para aquisição de tensão e corrente, utilizou-se ainda o *software* “WaveStar” que permitiu recolher os dados que se apresentam na Figura 46 e Figura 49. Com esse *software*, foi possível ter acesso a informação de THD, factor potência, bem como tensões e correntes.

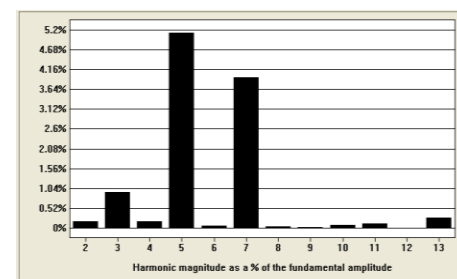
Uma vez que os níveis de potência praticados são bastante diferentes dos utilizados na simulação, não é credível estabelecer uma comparação directa entre a THD dos mesmos. No entanto, tal como seria de esperar, os valores de THD obtidos no simulador são menores do que os obtidos experimentalmente. Contudo, face aos valores de THD que se apresentam de seguida, é possível verificar que o rectificador controlado funciona correctamente, estando o *ripple* de tensão (no barramento DC) no máximo em torno dos 2 (V), para este nível de potência.



a)



b)



c)

Figura 46: a) Análise de THD providenciada pelo *software* WaveStar referente às curvas AC de tensão e corrente obtidas em carga no inversor. b) Harmónicos de tensão. c) Harmónicos de corrente.

#### 4.5.2. Perfil de Funcionamento do Inversor

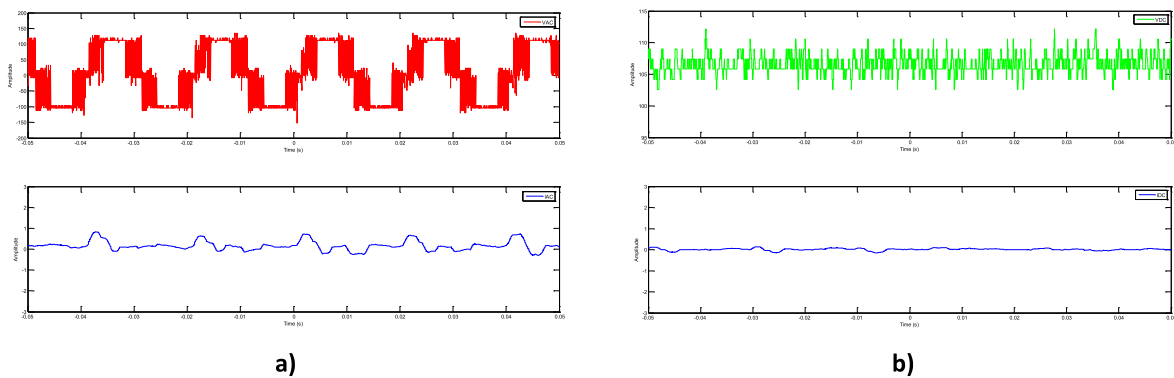
Para efeito da aquisição de dados experimentais no inversor foram utilizados à semelhança do rectificador os mesmos equipamentos e *software* auxiliar, tendo sido obtidos os resultados apresentados na Figura 47, Figura 48 e Figura 49.

Fazendo a análise da Figura 47 é possível comprovar a correcta comutação dos IGBT de cada braço, tendo em conta as regras de comutação unipolar mencionadas na secção 3.1.6.,



para as quais se pode entender facilmente a forma de onda apresentada na Figura 47 do lado AC.

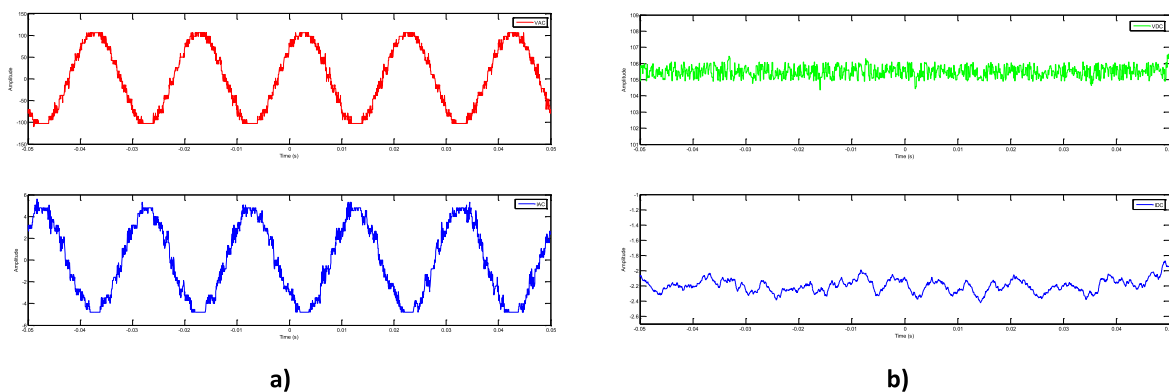
Os resultados apresentados na Figura 47 e Figura 48 mostram respectivamente o lado AC e o lado  $DC_{BUS}$  quando o conversor bidireccional funciona como inversor, para situações de ausência de carga e com uma carga de  $\sim 240$  W.



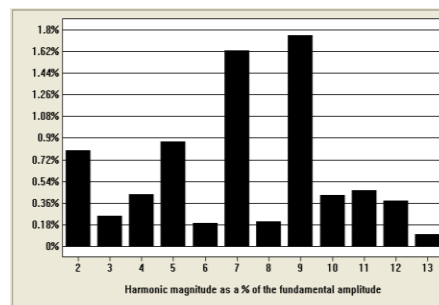
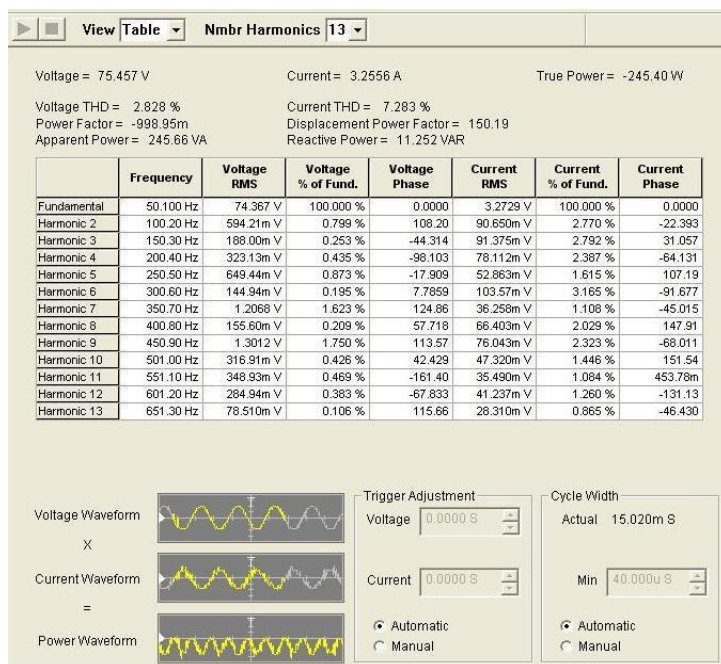
**Figura 47:** a) e b) Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC e no  $DC_{bus}$  para o inversor sem carga.

Através dos resultados apresentados na Figura 47 é possível verificar que a tensão modulada tem a forma de onda que seria expectável para a situação de ausência de carga, sendo consequentemente, o valor de corrente AC e no  $DC_{BUS}$  nulo.

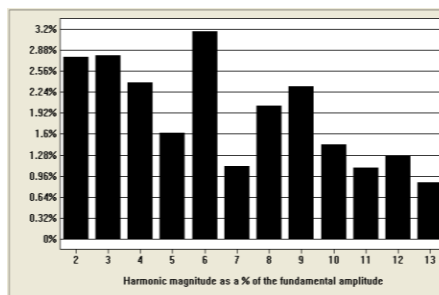
Contrariamente ao que se apresenta na figura anterior, os resultados apresentados na Figura 48 são relativos à presença de carga que consome cerca de 240 W (um dos níveis de potência do perfil apresentado na Figura 42). Com estes dados é possível comprovar o correcto funcionamento da técnica de inversão utilizada, bem como compreender o efeito de filtragem da bobina AC previamente dimensionada, que permite fornecer à rede energia com baixo THD e factor potência perto da unidade, tal como mostra Figura 49.



**Figura 48:** a) b) Curvas de tensão e de corrente obtidas respectivamente no lado AC e no  $DC_{bus}$  para o inversor com carga em torno dos 240 W.



b)



c)

Figura 49: a) Análise de THD providenciada pelo *software* WaveStar referente às curvas AC de tensão e corrente obtidas em carga no inversor. b) Harmônicos de tensão. c) Harmônicos de corrente.

Tendo em conta todos os dados obtidos com o processo de validação experimental, e os obtidos com recurso à simulação, é possível concluir que estão reunidas todas as condições para evoluir experimentalmente com o *setup*, até atingir os níveis de potência mais elevados, que foram abordados no simulador. Não foi possível até ao presente, efectuar experimentalmente esses mesmos testes, devido à natureza dos procedimentos experimentais, que têm que ser levados a cabo de forma cautelosa, originando um processo demorado e meticuloso com realização de testes graduais, sem que se ponha em causa a evolução do trabalho e integridade do equipamento.

## 5. Conclusões e Trabalhos Futuros

Com a realização deste trabalho foi possível encontrar uma solução para um carregador de VE que permite potenciar as capacidades dos mesmos quando agregados a sistemas de gestão autónoma de energia domésticos, resultando benefícios para consumidores e para a rede eléctrica. Assim, perspectiva-se um papel preponderante dos VE enquanto estes operam como carga eléctrica (*Grid to Vehicle*) ou como fonte de energia (*Vehicle to Grid*), sendo para tal imperativo que tenham associados carregadores como o desenvolvido durante os trabalhos decorrentes desta dissertação, bidireccional e controlável, potenciando um aumento da sustentabilidade energética global e sem aumentar a degradação das baterias do VE. Fazendo uma comparação entre os resultados obtidos através de simulação e experimentais com *setup* de escala reduzida, pode reter-se que o comportamento do carregador é o desejado, sendo seguidas as referências de potência, tensão e corrente para ambos os modos de funcionamento, sem ultrapassar os limites estipulados. Em termos de eficiência, uma vez que a gama de potências, entre o modelo simulado e o *setup* experimental, é significativamente diferente, não existe portanto a possibilidade de efectuar um paralelismo e validar a eficiência do carregador implementado experimentalmente. No entanto, face ao observado experimentalmente e tendo em conta que estes testes foram dos primeiros a ser realizados num *setup* construído e configurado de raiz, as expectativas de aumento da eficiência e do seu comportamento em geral são bastante boas. Relativamente ao seu impacto em termos de QE no ponto de interligação com a rede doméstica registaram-se valores muito interessantes, que cumprem os limites estipulados pelas normas internacionais [14].

Os trabalhos associados à realização desta tese de mestrado, incluíram o projecto, dimensionamento, modelização e simulação, bem como a implementação física da solução encontrada para o carregador bidireccional para aplicações *Vehicle to Grid*. Destas implementações foram obtidos resultados de simulação e experimentais que demonstram boas perspectivas na sua aplicação futura com interligação de sistemas inteligentes e autónomos para a gestão de energia do sector doméstico e outras tecnologias de baterias.

Relativamente aos trabalhos futuros é expectável que se evolua para níveis de potência mais elevados, reestruturando a implementação física do *setup* de modo a obter menores respostas transitórias. É possível reestruturar os controladores recorrendo a técnicas de controlo mais avançadas e complexas com o intuito de melhorar a dinâmica de resposta dos mesmos, abrindo espaço a uma consequente reestruturação dos filtros utilizados. Poderão ainda ser efectuados estudos em torno dos efeitos das elevadas frequências de comutação e

respectivas perdas, sendo reunidas condições para uma análise de eficiência mais precisa. Como trabalho futuro é também interessante implementar níveis extra de segurança, como por exemplo através da troca de informação de níveis de temperatura entre o sistema de gestão de energia autónoma e o VE.

Mais a longo prazo, perspectiva-se a integração desta tecnologia com o trabalho específico que tem vindo a ser desenvolvido no âmbito do projecto *Energy Box*, de forma a validar os algoritmos de gestão de energia desenvolvidos. Por fim, pode ainda ser realizado um estudo de compatibilização deste carregador com outras tecnologias de baterias com vista à aplicação em VEs.

## 6. Referências Bibliográficas

- [1] Instituto Nacional de Estatística, Direcção Geral de Energia e Geologia, “Inquérito ao Consumo de Energia no Sector Doméstico 2010”, Edição 2011.
- [2] C. C. Chan and Y. S. Wong, “Electric vehicles charge forward,” *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 2, no. 6, pp. 24–33, Nov./Dec. 2004.
- [3] International Energy Agency, “Technology Roadmap - Electric and plug-in hybrid electric vehicles”, June 2011.
- [4] Lopes, M.; Antunes, C.H.; Soares, A.R.; Carreiro, A.; Rodrigues, F.; Livengood, D.; Neves, L.; Jorge, H.; Gomes, A.; Martins, A.G.; Dias, L.; Pereirinha, P.; Trovao, J.P.; Larson, R.; Leow, W.L.; Monica, A.; Oliveira, M.; Breda, S.J.; Viegas, R.; Peixoto, P.; , "An automated energy management system in a smart grid context," *Sustainable Systems and Technology (ISSST), 2012 IEEE International Symposium on* , pp.1, 16-18 May 2012.
- [5] Hugo Neves de Melo, João P. Trovão, Paulo G. Pereirinha, H. Jorge, “Electric Vehicles’ Intelligent Charger for Automated Energy Management System”, *International Workshop on Energy Efficiency for a More Sustainable World*, September 2012.
- [6] Victor Santos, João P. Trovão, Paulo G. Pereirinha, “Heterogeneous Wireless Communications in Smart Grid Home Area Network”, *International Workshop on Energy Efficiency for a More Sustainable World*, September 2012.
- [7] Kirsch, David A. (2000). *The Electric Vehicle and the Burden of History*. New Brunswick, New Jersey, and London: Rutgers University Press. pp. 153–162. ISBN 0-8135-2809-7.
- [8] Tu Yiyun; Li Can; Cheng Lin; Le Lin, "Research on Vehicle-to-Grid Technology," *Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM), 2011 International Conference on* , pp.1013-1016, 19-20 Feb. 2011.
- [9] Chan, C.C., "The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE* , vol.95, no.4, pp.704-718, April 2007.
- [10] C. C. Chan, Y.S. Wong, A. Bouscayrol and K. Chen, “Powering Sustainable Mobility: Roadmaps of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles”, *Proceedings of the IEEE*, April 2009.

- [11] de Melo H.N, Trovao J.P, Pereirinha P.G, "Batteries usability for Electric Vehicle powertrain," *Energetics (IYCE), Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on* , pp.1-7, 7-9 July 2011.
- [12] Hegazy, O.; Van Mierlo, J.; Lataire, P., "Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles", *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, pp.1-7, 11-13 May 2011.
- [13] Chan-Song Lee; Jin-Beom Jeong; Baek-Haeng Lee; Jin Hur, "Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE* , pp.1-4, 6-9 Sept. 2011.
- [14] Trovao, J.P.; Pereirinha, P.G.; Trovao, L.; Jorge, H.M., "Electric vehicles chargers characterization: Load demand and harmonic distortion," *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on* , pp.1-7, 17-19 Oct. 2011.
- [15] Marra, F.; Jensen, M.M.; Garcia-Valle, R.; Traholt, C.; Larsen, E., "Power quality issues into a Danish low-voltage grid with electric vehicles," *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on* , pp.1-6, 17-19 Oct. 2011.
- [16] Collin, A.J.; Djokic, S.Z.; Thomas, H.F.; Meyer, J., "Modelling of electric vehicle chargers for power system analysis," *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on* ,pp.1-6, 17-19 Oct. 2011.
- [17] De Sousa, L.; Silvestre, B.; Bouchez, B., "A combined multiphase electric drive and fast battery charger for Electric Vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE* ,pp.1-6, 1-3 Sept. 2010.
- [18] Jaganathan, S.; Wenzhong Gao, "Battery charging power electronics converter and control for plug-in hybrid electric vehicle," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, pp.440-447, 7-10 Sept. 2009.
- [19] Weise, N.D.; Mohapatra, K.K.; Mohan, N., "Universal utility interface for Plug-in Hybrid electric vehicles with vehicle-to-grid functionality," *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, pp.1-8, 25-29 July 2010.
- [20] Bilgin, B.; Emadi, A.; Krishnamurthy, M., "Design considerations for a universal input battery charger circuit for PHEV applications," *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp.3407-3412, 4-7 July 2010.

- [21] Rei, R.J.; Soares, F.J.; Almeida, P.M.R.; Peças Lopes, J.A., "Grid interactive charging control for plug-in electric vehicles," *Intelligent Transportation Systems (ITSC), 2010 13th International IEEE Conference on*, pp.386-391, 19-22 Sept. 2010.
- [22] Grenier, M.; Hosseini Aghdam, M. G.; Thiringer, T., "Design of on-board charger for plug-in hybrid electric vehicle," *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, pp.1-6, 19-21 April 2010.
- [23] Zhou, X.; Lukic, S.; Bhattacharya, S.; Huang, A., "Design and control of grid-connected converter in bi-directional battery charger for Plug-in hybrid electric vehicle application," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, pp.1716-1721, 7-10 Sept. 2009.
- [24] prio.e, "Soluções de Carregamento para Veículos Eléctricos", 2012.
- [25] Disponível em: <http://www.geindustrial.com/products/static/ecomagination-electric-vehicles/> e acessado a 13/8/2012.
- [26] Brenna, M.; Foadelli, F.; Zaninelli, D., "Power and energy estimation for Plug-in electric vehicles recharge in metropolitan area," *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*, pp.1-6, 17-19 Oct. 2011.
- [27] Wenge, C.; Stotzer, M.; Winkler, T.; Komarnicki, P., "Power quality measurements of electric vehicles in the low voltage power grid," *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*, pp.1-5, 17-19 Oct. 2011.
- [28] El Chehaly, M.; Saadeh, O.; Martinez, C.; Joos, G., "Advantages and applications of vehicle to grid mode of operation in plug-in hybrid electric vehicles," *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*, pp.1-6, 22-23 Oct. 2009.
- [29] Lopes, J.A.P.; Soares, F.J.; Almeida, P.M.R., "Integration of Electric Vehicles in the Electric Power System," *Proceedings of the IEEE*, vol.99, no.1, pp.168-183, Jan. 2011.
- [30] Mohan, N., Undeland T. M., Robbins, W. P. (1989). *Power Electronics: Converters, Applications and Design.*: John Wiley & Sons Inc.
- [31] Rashid M. H. (2001). *Power Electronics Handbook.*: Academic Press.
- [32] Silva, M.A.; Trovao, J.P.; Pereirinha, P.G., "Implementation of a multiple input DC-DC converter for Electric Vehicle power system," *Energetics (IYCE), Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on*, pp.1-8, 7-9 July 2011.
- [33] Skvarenina T. L. (2002). *Power Electronics Handbook: Industrial Electronic Series.*: CRC Press.

- [34] Williams B. W. (2006). *Principles and Elements of Power Electronics*.: Barry W Williams.
- [35] Emadi, A., Nasiri, A., Bekiarov S. B., (2005). *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*.: CRC Press.
- [36] Bishop O., (1996). *Understand Electronic Filters*.: Butterworth Heinemann.
- [37] Dewan, Shashi B., "Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.IA-17, no.3, pp.282-288, May 1981.
- [38] Borage, M.; Tiwari, S.; Kotaiah, S., "Passive techniques for compliance of single-phase rectifiers with IEC 1000-3-2 norms," *Electromagnetic Interference and Compatibility, 2003. INCEMIC 2003. 8th International Conference on*, pp. 1- 8, 18-19 Dec. 2003.
- [39] Azib, T.; Bethoux, O.; Remy, G.; Marchand, C.; Berthelot, E., "An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitor Power Source," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.12, pp.4024-4031, Dec. 2010.
- [40] ThunderSky, "Instruction Manual for LFP/LCP/LMP Lithium Power Battery", 2007.
- [41] Neacsu D., O., (2006). *Power Switching Converters: Medium and Hight Power*.: CRC Press.
- [42] Ogata, K., (2003). *Engenharia de Controle Moderno*. 4th ed.: Pearson Prentice Hall.
- [43] Franklin, G., F., Powell, J., D., Workman M., (1998). *Digital Control of Dynamic Systems*. 3rd ed.: Ellis-Kagle Press.
- [44] Astrom, K., J., Wittenmark, B., (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. 3rd ed.: Prentice Hall.
- [45] Visioli, A., (2006). *Practical PID Control: Advances in Industrial Control*.: Springer.
- [46] Best, R., E., (2003). *Phase-Locked Loops: Design, Simulations and Applications*. 5th ed.: McGRAW-HILL.
- [47] Hegazy, O.; Van Mierlo, J.; Lataire, P., "Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles," *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, pp.1-7, 11-13 May 2011.
- [48] Jafari, F.; Dastfan, A.; Tahmasebi, R.; Rahideh, M., "Single-phase PWM rectifier parameters optimized by using the intelligent method," *Computational Technologies*



- in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), 2010 IEEE Region 8 International Conference on*, pp.677-681, 11-15 July 2010.
- [49] Kumar, A.; Gupta, R., "Single-phase AC/DC/AC converter using cascaded multilevel inverter," *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on*, pp.1-5, Nov. 29 2010-Dec. 1 2010.
- [50] Semikron; "SKM100GB12V - Technical Datasheet," Rev.5 – 23.03.2011.
- [51] Semikron; Krapp, J., "SKYPER 32 PRO R UL – IGBT Driver Core," Rev.0 – 11.08.2010.
- [52] Semikron; Hermwille, M., "Board 1 SKYPER® 32PRO R – Technical Explanations," Rev.5 – 29.02.2008.
- [53] LEM; "Voltage Transducer LV 25-P - Technical Datasheet".
- [54] LEM; "Current Transducer HY 5 to 25-P - Technical Datasheet".
- [55] National Instruments; "CompactRIO Developers Guide – Recommended LabVIEW Architectures and Development Practices for Machine Control Applications," December 2009.
- [56] Allegre, A.-L.; Bouscayrol, A.; Verhille, J.-N.; Delarue, P.; Chattot, E.; El-Fassi, S., "Reduced-Scale-Power Hardware-in-the-Loop Simulation of an Innovative Subway," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.4, pp.1175-1185, April 2010.
- [57] de Castro, R.; Trovao, J.P.; Pacheco, P.; Melo, P.; Pereirinha, P.G.; Araujo, R.E., "DC link control for multiple energy sources in electric vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE* , pp.1-6, 6-9 Sept. 2011.



## Anexos

Anexo 1 – Síntese de características dos vários tipos de VE. Adaptado de [9].

<b>Tipos de VE</b>	<b>VEB</b>	<b>VEH</b>	<b>VEFC</b>
<b>Sistemas de Propulsão</b>	Motores eléctricos (ME)	ME, MCI	ME
<b>Infra-estruturas de Carga e Fontes de Energia</b>	Baterias, Supercondensadores	Estações de combustível, Postos de carga eléctrica ligados à rede	Hidrogénio
<b>Características</b>	ZEV, Elevada eficiência energética, Autonomia limitada, Custo inicial elevado, Disponível comercialmente	Autonomia considerável, Baixas emissões, Elevada economia de combustível e Maior custo quando comparado com MCI	Emissões quase nulas, Elevada eficiência energética, Elevado custo, Tecnologia ainda em desenvolvimento
<b>Maiores Desvantagens</b>	Características das baterias e sistemas de gestão, Postos de carga, Custo	Complexidade de controlo e optimização associada ao funcionamento com múltiplas FE, Características das baterias e sistemas de gestão, Custo	Custo das <i>Fuel Cell</i> , Transporte e armazenamento do hidrogénio

Anexo 2 – Algumas soluções de carga comercializáveis para VE.



a)



b)




c)



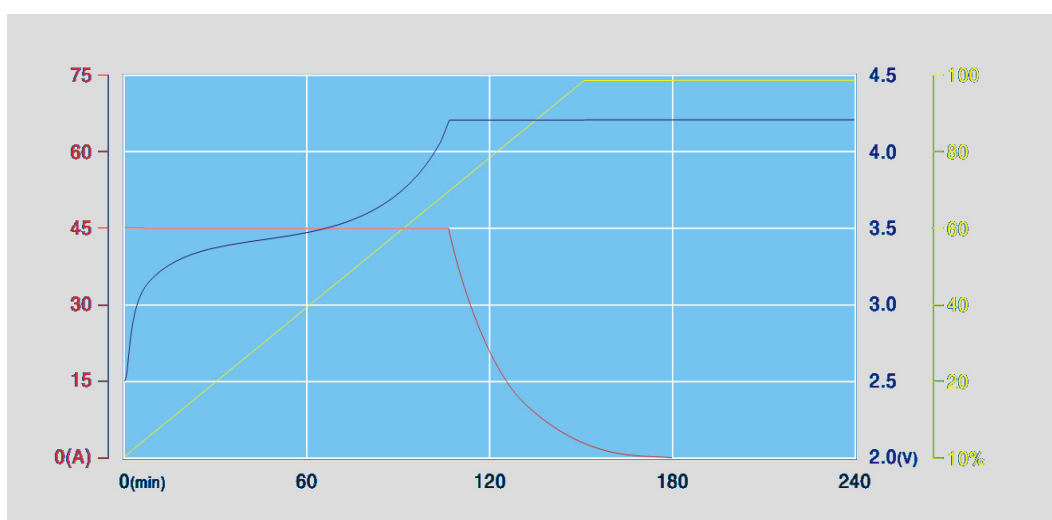
d)

a) e b) Sistema comercial de carga pública da “prio.e” e da “General Electric”, respectivamente. c) e d) Sistema comercial de carga doméstica da “prio.e” e da “General Electric”, respectivamente [24] [25].

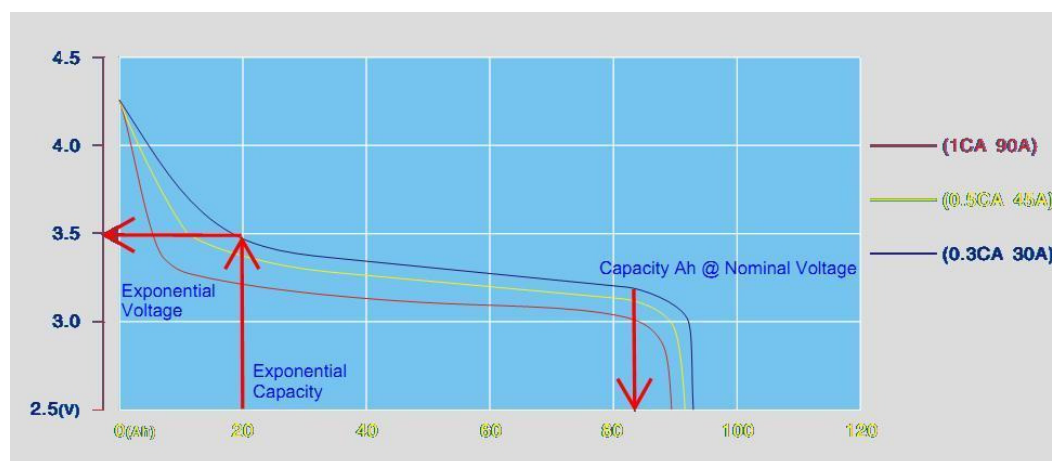
Anexo 3 – Características das baterias a utilizar.

	<b>Capacidade nominal</b>	90 Ah	<b>Tensões limite de funcionamento</b>	Carga : 4.25 V Descarga : 2.5 V
	<b>Tensão nominal</b>	3.2 V	<b>Corrente máxima de descarga</b>	I constante : $\leq 3 C$ I pulsado : $\leq 10 C$
	<b>Corrente máxima de carga</b>	$\leq 3 C$	<b>Ciclo de vida</b>	80% de DOD: $\geq 2000$ ciclos ; 70% de DOD : $\geq 3000$ ciclos
	<b>Corrente de carga/descarga nominal</b>	0.3 C	<b>Temperaturas de funcionamento</b>	Carga e Descarga: -25°C até 75°C

Resumo de características do modelo de baterias TS-LFP90AHA [40].



a)



b)

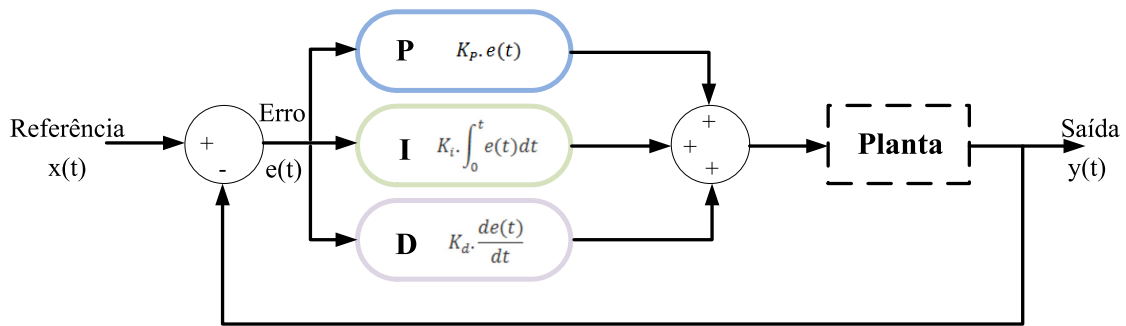
Curvas características de carga (a) e descarga (b) para uma única célula das baterias TS-LFP90AHA [40].

Anexo 4 – Parâmetros de configuração do modelo simulado do *pack* de baterias.

Parameters	View Discharge Characteristics	Battery Dynamics
Battery type	Lithium-Ion	
Nominal Voltage (V)	96	
Rated Capacity (Ah)	90	
Initial State-Of-Charge (%)	20	
<input type="checkbox"/> Use parameters based on Battery type and nominal values		
Maximum Capacity (Ah)	90	
Fully Charged Voltage (V)	127.5	
Nominal Discharge Current (A)	27	
Internal Resistance (Ohms)	0.010667	
Capacity (Ah) @ Nominal Voltage	84	
Exponential zone [Voltage (V), Capacity (Ah)]	[105 20]	

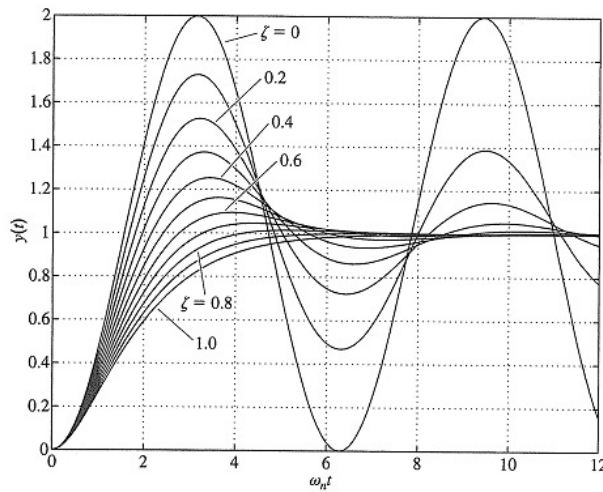
## Anexo 5 – Características genéricas dos controladores PID.

- **Termo Proporcional:** Com a aplicação deste termo a saída do controlador é alterada de forma proporcional ao erro actual, através da multiplicação da diferença da variável do processo e o *set-point* pela constante  $K_P$ . Tem portanto, uma elevada relevância na obtenção da estabilidade e na resposta transitória do sistema, apesar de ser incapaz de eliminar o erro em regime estacionário na totalidade. Geralmente um aumento do ganho  $K_P$  aumenta a velocidade de resposta do controlador, havendo consequentemente um aumento de *overshoot*. Assim, se o ganho for demasiadamente grande, a variável do processo pode tornar-se oscilatória, levando o sistema à instabilidade [42] [43] [44].
- **Termo Integrativo:** A contribuição deste termo é proporcional à magnitude e duração do erro. Assim o erro em cada instante ao longo do tempo (integração do erro, que introduz um pólo na origem do sistema em malha aberta) dá-nos o *offset* acumulado que deve ser corrigido. Este é multiplicado pelo ganho  $K_I$  e adicionado à saída do controlador, que quando associado ao proporcional faz convergir a saída do processo rapidamente para o *set-point* desejado, eliminando o erro em regime estacionário. No entanto, uma vez que o termo integrativo responde aos erros acumulados no passado, pode causar um desvio da resposta face ao *set-point* actual, tendo assim que haver precaução na atribuição de  $K_I$ . Quanto maior for este ganho mais depressa é eliminado o erro em regime estacionário, tendo também como consequência, um maior *overshoot* no transitório [42] [43] [44].
- **Termo Derivativo:** A resposta derivativa é proporcional à taxa de alteração da variável do processo e é determinada pela derivada do seu erro em ordem ao tempo multiplicada por o ganho  $K_D$ . Um aumento do ganho  $K_D$  fará com que se restrinja o erro, aumentando a velocidade de resposta global do controlador do sistema, e atenua o *overshoot*. No entanto, o diferencial do erro amplifica o seu ruído, o que faz que este termo seja muito susceptível ao mesmo, podendo levar à instabilidade. Esta característica pode ser minimizada através da aplicação de filtros quer ao nível do controlo ou da instrumentação, sendo tipicamente utilizados pequenos ganhos derivativos [42] [43] [44].

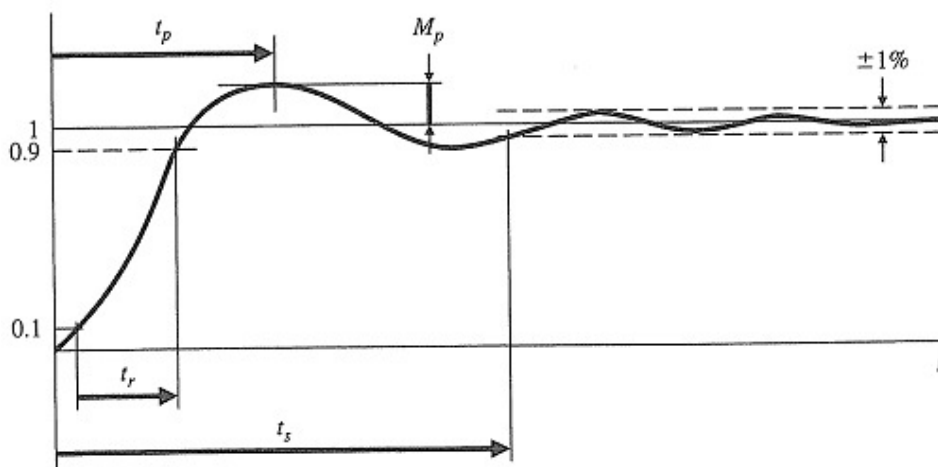


- $$C(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{K_D \cdot S^2 + K_P \cdot S + K_I}{S}$$

Diagrama de blocos referente a aplicação típica de controladores PID, e respectiva função transferência em malha aberta (sem planta) após aplicação da transformada de Laplace [42].



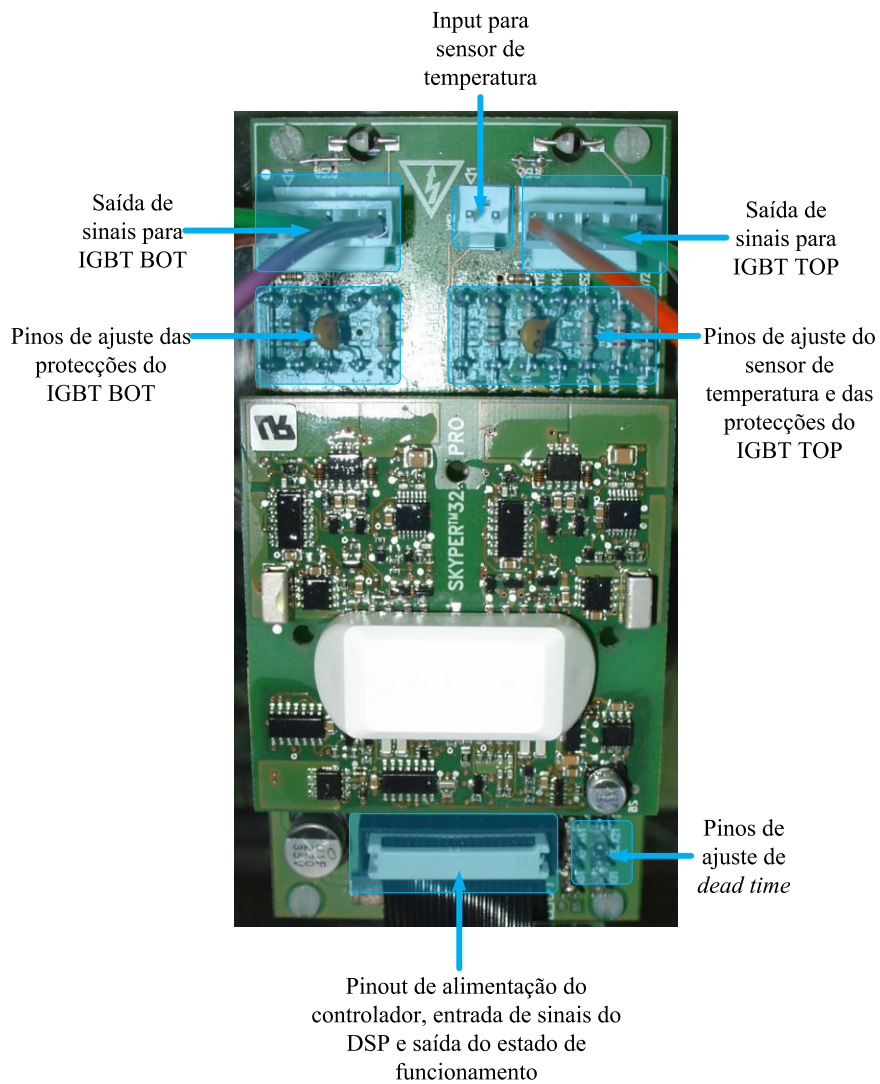
Respostas a degrau de sistemas de segunda ordem versus o coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) [43].



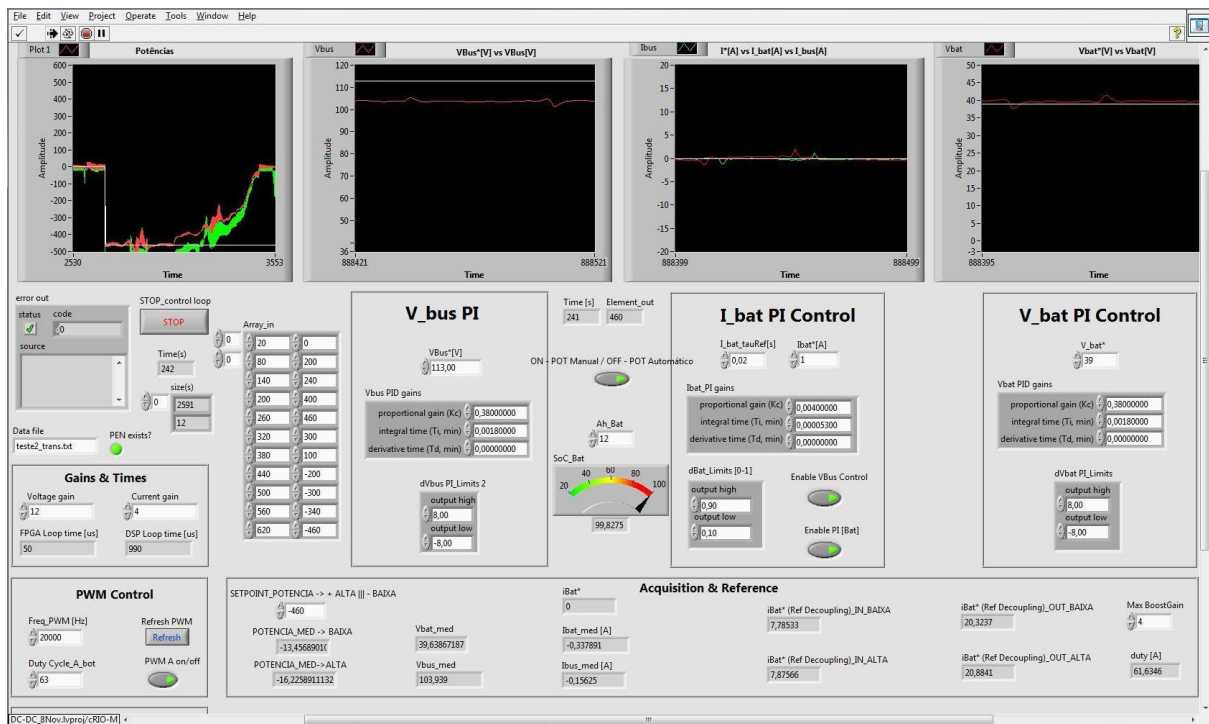
Resposta a degrau de sistema de segunda ordem com identificação gráfica de *rise time* ( $t_r$ ), *settling time* ( $t_s$ ) e *overshoot* ( $M_p$ ) [43].



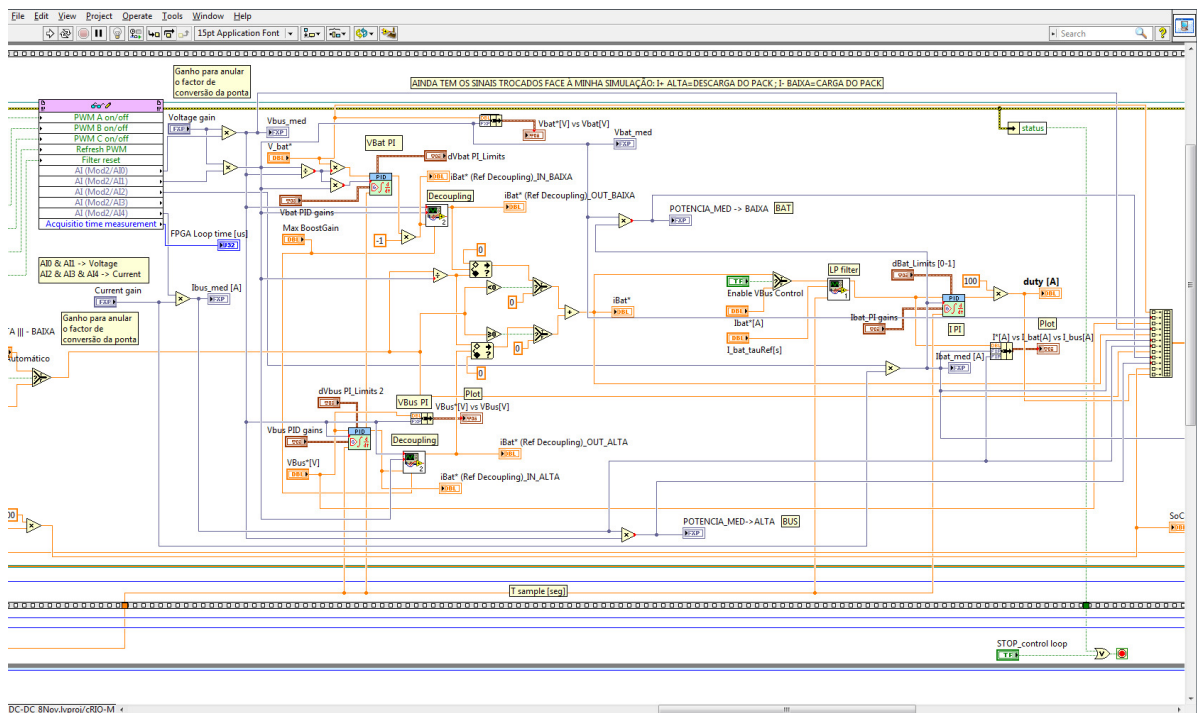
Anexo 6 – Descrição do controlador de cada módulo de IGBT utilizado.



Anexo 7 – Apresentação de algum do código desenvolvido em LabVIEW para o sistema cRIO.



Parte do Front Panel construído em LabVIEW.



Segmento de código construído em LabVIEW, referente ao controlo do chopper.